7 f
404 PAGES
LIIIe ANNEE Nº 1636 - SEPTEMBRE 1978

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1883

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ PREAMPLI CA 202 P ET AMPLI CA 200 M CYBERNET □ MIRE COULEUR PHILIPS PP 5215 □ PHOTO : LE SYSTEME OLYMPUS □ □

■ REALISEZ : UNE CAMERA DE TV NOIR ET BLANC DE QUALITE □ UN AMPLI HIFI ORIGINAL ET MODULAIRE □ □ □



SUISSE : 3.50 FS • ITALIE : 1 500 L • ESPAGNE : 125 Ptas • CANADA : 1.50 $ • ALGÉRIE : 7 DIN • TUNISIE : 700 MIL

LE HAUT-PARLEUR

sommaire

ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
Directeur de la publication : A. LAMER
Directeur : H. FIGHIERA
Rédacteur en chef : A. JOLY
Secrétaire de rédaction : C. DUCROS

SOCIETE DES PUBLICATIONS
RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 200-33-05
Télex : PGV 230472 F

ABONNEMENTS

ABONNEMENT D'UN AN
comprenant :
14 numéros dont 2 numéros spécialisés :
LE HAUT-PARLEUR SPECIAL PANORAMA HIFI
LE HAUT-PARLEUR SPECIAL RADIOCOMMANDE
FRANCE : 85 F — ETRANGER : 135 F

Nous proposons aux lecteurs qui le désirent de souscrire à un abonnement groupé :
14 numéros LE HAUT-PARLEUR
+ 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE
+ 11 numéros SONO
FRANCE : 155 F — ETRANGER : 225 F

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
+ 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE
FRANCE : 110 F — ETRANGER : 160 F

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
+ 11 numéros SONO
FRANCE : 120 F — ETRANGER : 170 F

BULLETIN D'ABONNEMENT voir page 172.

Page

PUBLICITE

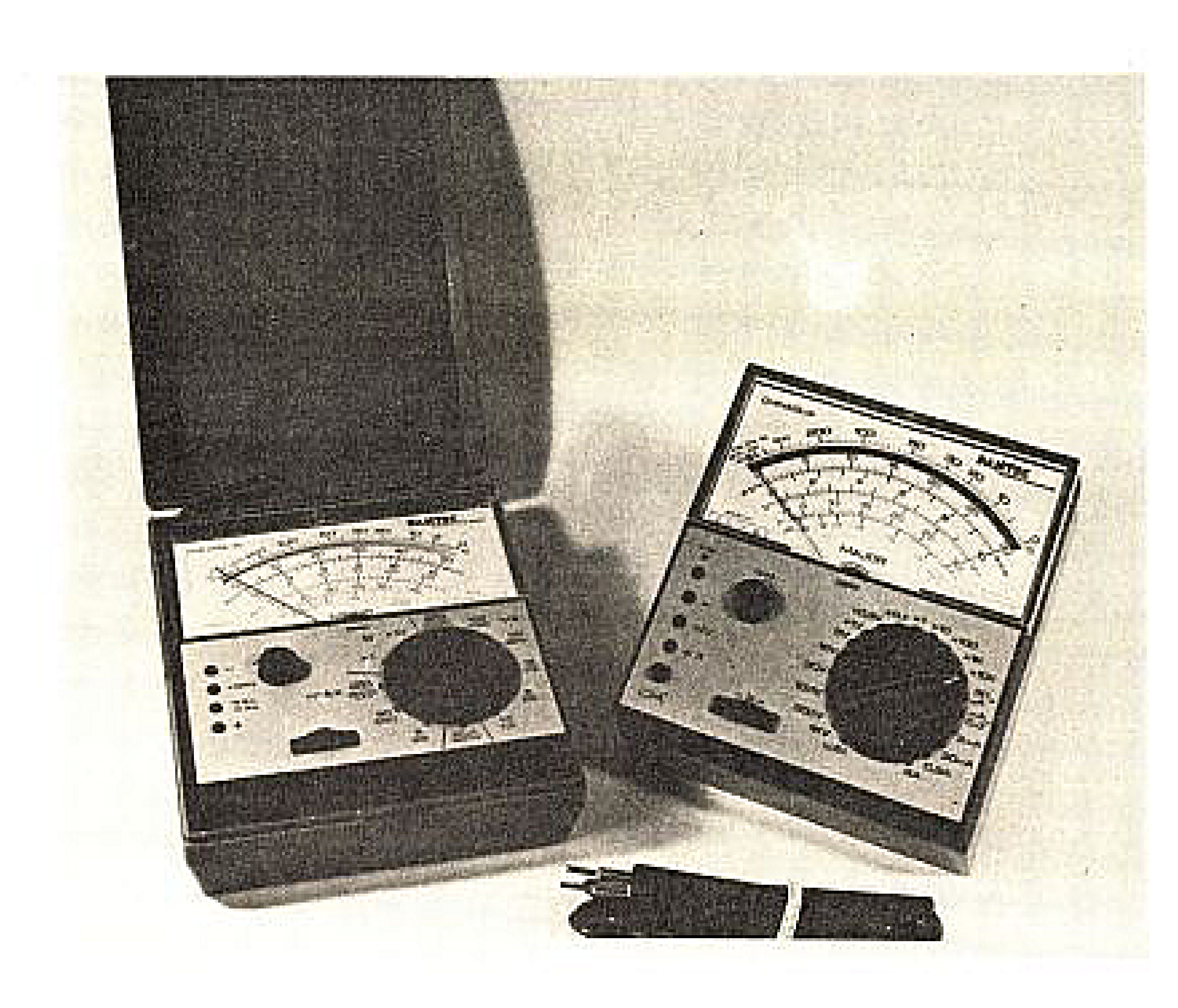
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
43, rue de Dunkerque
75010 PARIS
Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
C.C.P. PARIS 379360



Commission Paritaire N° 56 701

Dépôt légal 3e trimestre 1978
N° éditeur : 440
Distribué par
« Transport Presse »

DEUX CONTROLEURS UNIVERSELS



PANTEC

MINOR (20 kΩ/V) et MAJOR (40 kΩ/V)

SOUS la marque PANTEC, on trouve actuellement en France sept modèles de contrôleurs universels. Nous avons retenu deux d'entre eux, pour le présent essai. Sous des présentations voisines, ils diffèrent notamment par leurs impédances d'entrée (en voltmètre), leurs sensibilités maximales dans les diverses fonctions, et le nombre des calibres. Le modèle MAJOR est le plus perfectionné des deux appareils, et comporte deux générateurs de signaux incorporés.

Présentation générale

Les deux contrôleurs, livrés dans un joli coffret de plastique gris qui renferme aussi les sondes (voir notre photo de tête), ont les mêmes dimensions, et le même aspect général. Le large galvanomètre est équipé d'une aiguille couteau, et d'un miroir antiparallaxe, offrant un agréable confort de lecture, et permettant d'atteindre réellement la précision maximale à laquelle peut prétendre ce type de matériel.

Les différentes échelles sont très clairement sérigraphiées en deux couleurs : noir pour toutes les mesures en continu, et rouge pour les mesures en alternatif.

La partie inférieure de la façade est occupée par les bornes d'entrée, les commutateurs de gammes et de fonctions, le potentiomètre de tarage de l'ohmmètre. Toutes ces commandes, clairement référencées, sont faciles à manipuler, et notamment le commutateur de gammes, avec son large bouton à cuvette. On aurait peut-être souhaité, cependant, que le bouton de tarage de l'ohmmètre fut plus gros.

La face arrière, enfin, contient un volet d'accès aux piles. Sur le modèle Major le corps de la sonde positive contient le fusible de protection.

Principales caractéristiques du modèle Minor

- 8 gammes de mesures et 38 calibres
- galvanomètre de 40 μA, classe 1,5
- impédance d'entrée : 20 kΩ/V en continu, et 4 kΩ/V en alternatif
- tensions continues : 0,15 V ; 1,5 V ; 5 V ; 15 V ; 50 V ; 150 V ; 500 V et 1500 V, à pleine échelle
- tensions alternatives : 7,5 V ;

25 V ; 75 V ; 250 V ; 750 V ; 1500 V à pleine échelle

- intensités continues : 50 µA ; 5 mA ; 50 mA ; 500 mA ; 2,5 A
- intensités alternatives : 25 mA ; 250 mA ; 2,5 A ; 12,5 A
- résistances : 10 kΩ et 10 MΩ à pleine échelle
- décibels : de – 10 à + 69 en 6 gammes
- capacités (méthode balistique) : 100 µF et 100 mF
- dimensions : 131 × 125 × 37 mm
- masse : 350 g.

Utilisation du modèle Minor

Elle est suffisamment intuitive pour qu'il nous suffise d'une rapide analyse des commandes, menée par référence à la photographie de la figure 1.

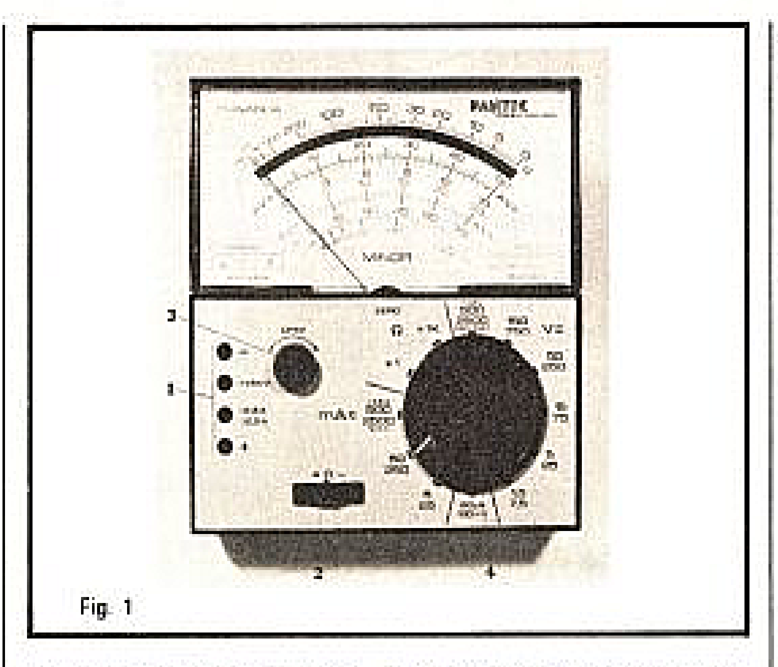


Fig. 1

(1) bornes d'entrée : la borne « – » représente le commun pour toutes les mesures : l'autre pôle est la borne « + », sauf pour les tensions élevées (1,5 kV) et pour les fortes intensités (2,5 A en continu, et 12,5 A en alternatif).

(2) sélecteur du fonctionnement en continu ou en alternatif ; la position centrale est utilisée en ohmmètre.

(3) potentiomètre de tarage du zéro en ohmmètre.

(4) sélecteur combiné de gammes et de fonctions.

Schéma de principe

Dans son classicisme, il n'appelle guère de commentaires, ainsi qu'en témoigne la figure 2.

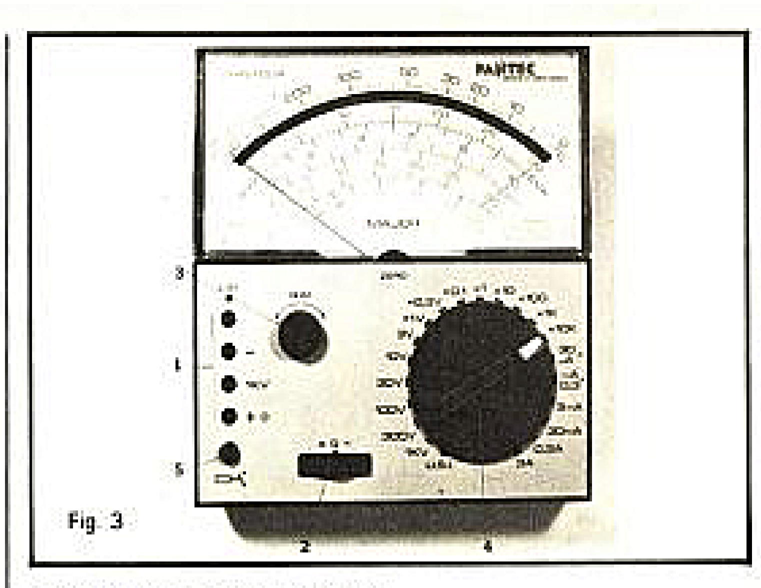
En alternatif, le redressement s'opère par les deux diodes OA 95. Les diodes 1N4148, protègent le galvanomètre, dont la résistance est réglée, à la mise au point, par une ajustable de 1 kΩ.

On retrouve, sur ce schéma de principe, les gammes non directement accessibles par le commutateur : pour les hautes tensions, une résistance de 20 MΩ est placée en série avec la chaîne du diviseur ; pour les fortes intensités, le shunt de 0,24 Ω est directement branché entre le commun et la borne 2,5 A (12,5 A en alternatif).

Fig. 2

Principales caractéristiques du modèle Major

• 8 gammes de mesures, et 48 calibres.
• galvanomètre de 17,5 μA, classe 1, et donnant une déviation totale sur 110°.
• impédance d'entrée : 40 kΩ/V en continu et en alternatif.
• tensions continues : 0,3 V ; 1 V ; 3 V ; 10 V ; 30 V ; 100 V ; 300 V et 1 kV à pleine échelle.
• tensions alternatives : 3 V ; 10 V ; 30 V ; 100 V ; 300 V et 1 kV.
• intensités continues : 30 μA ; 300 μA ; 3 mA ; 30 mA ; 300 mA et 3 A.
• intensités alternatives : 3 mA ; 30 mA ; 300 mA ; 3 A.
• résistances : 1 kΩ ; 10 kΩ ; 100 kΩ ; 1 MΩ ; 10 MΩ et 100 MΩ à pleine échelle.


Fig. 3

• décibels : de – 10 à + 65 dB en six calibres.
• capacités (méthode balistique) : 10 μF à 1 F en six calibres.
• générateur de signaux incorporé :
• dispositif de protection électronique.
• dimensions 131 × 125 × 37 mm.
• masse : 700 g.

Utilisation du modèle Major

Comme pour le modèle MINOR, nous nous reporterons à la photographie de façade, donnée en figure 3, et dont les références correspondent à l'énumération ci-dessous :

(1) bornes d'entrée : la borne « – » sert de pôle commun à toutes les mesures ; l'autre pôle est la borne « + », sauf pour le mesure des tensions élevées (échelle 1,5 kV). La sortie des générateurs de signaux s'effectue sur la borne USI.

(2) sélecteur de fonctionnement en continu, alternatif, ou ohmmètre.

(3) potentiomètre de tarage du zéro, en ohmmètre.

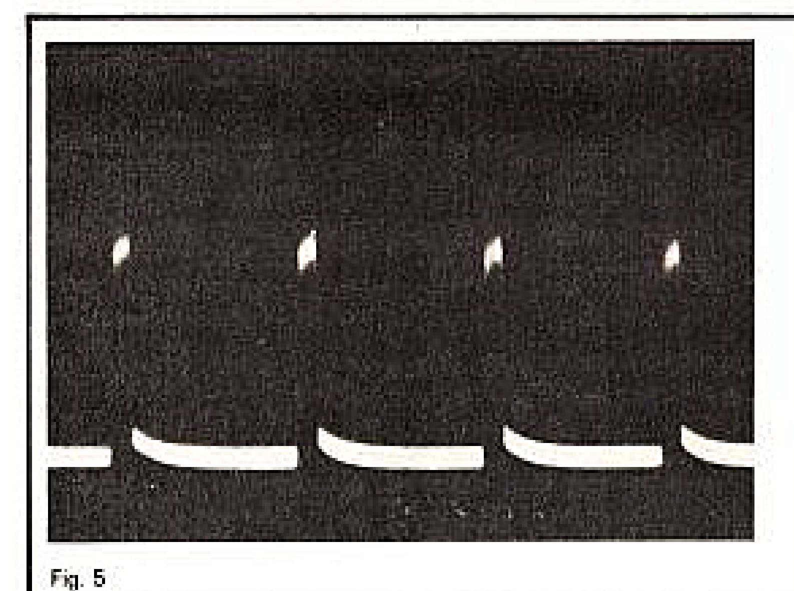
(4) sélecteur combiné de gammes et de fonctions. La position USI met en service l'oscillateur.

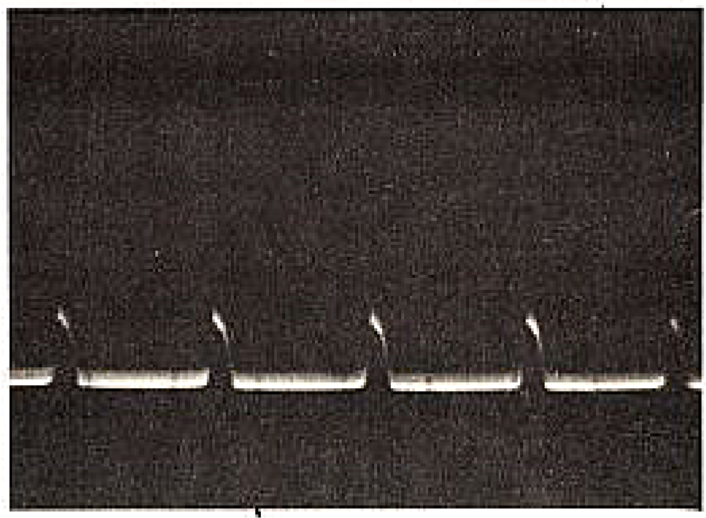
(5) réarmement du disjoncteur de protection (voir plus loin).

Le générateur de signaux est un perfectionnement qui nous semble hautement appréciable, sur un appareil destiné à l'usage courant dans un laboratoire comme sur le terrain, et tant en mise au point qu'en dépannage. Les oscillogrammes des figures 5 et 6, montrent le signal observé, pour deux vitesses différentes de

3A 0,3A 30 mA 3 mA 0,3 mA 30 μA x0,1 x1 x10 x100 x1K x10K 0,3V 1V 3V 10V 30V 100 V 300 V 1KV USI OFF

Fig. 4


Fig. 5


Fig. 6

balayage sur l'oscilloscope. Il apparaît ainsi que les deux composantes de ce signal ont pour fréquences, respectivement, 1000 et 500 000 Hz. Avec les nombreux harmoniques qui correspondent aux fronts raides, on voit, finalement, que la gamme couverte en HF est fort étendue, avec l'apport intéressant d'une modulation par la BF, permettant un contrôle auditif.

Schéma du modèle Major

Comme le montre la figure 4, il est sensiblement plus sophistiqué que celui du MINOR.

Fondamentalement, la partie multimètre proprement dite, n'est évidemment pas foncièrement différente. Pour les mesures en alternatif, le redressement est toutefois plus élaboré, à l'aide du pont de quatre diodes AA 112. Autour du galvanomètre, on trouve un dispositif de protection assez complexe, mettant en jeu, notamment, deux transistors de type BC 238C, associés à un relais électromécanique. En cas de surcharge, ce relais libère un contact qui coupe la ligne aboutissant à la borne « + » (ligne pointillée sur le schéma de la fig. 4). Il faut, pour réarmer, enfoncer le poussoir PO (référence (5) de la fig. 3), qui referme alors le contact. Sur la photographie de la figure 7, on peut voir le détail de ce relais : après déclenchement, la tige liée au poussoir bloque la palette.

L'oscillateur, produisant les signaux complexes du générateur HF-BF combiné, est construit autour des transistors BC 238C et AF 126, associé à un jeu de bobinages. L'ensemble, dont l'analyse nous entraînerait trop loin, s'apparente à un oscillateur blocking.

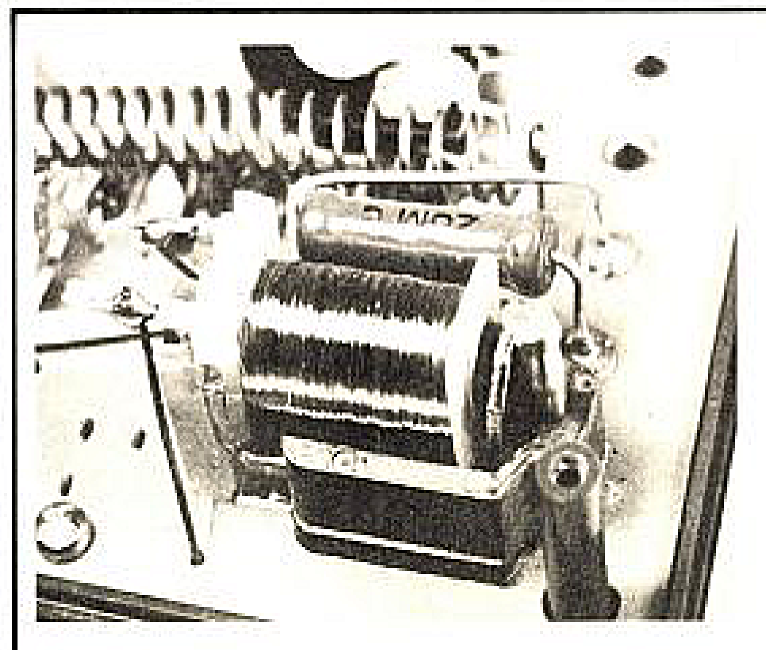
Enfin, sur la vue générale de la figure 8, on distingue une partie des composants du contrôleur, et, en particulier, les bobinages de l'oscillateur.

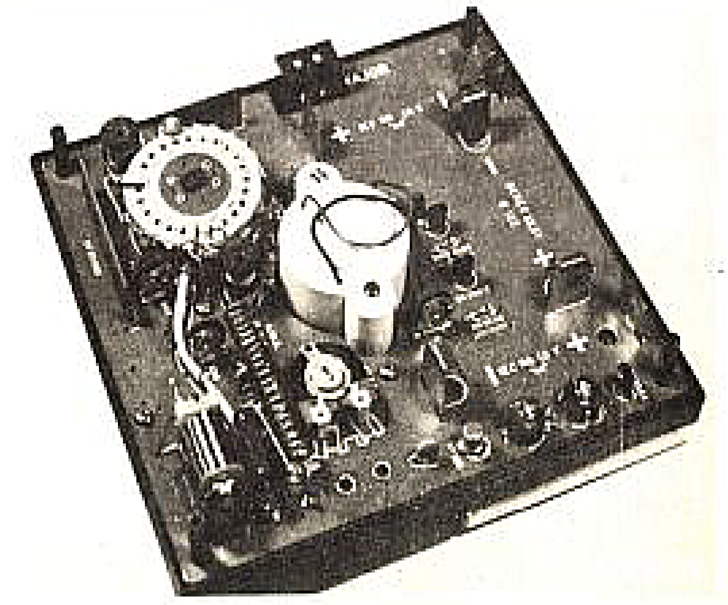
Nos conclusions

Les deux contrôleurs PANTEC que nous avons testés, nous ont plu par leur commodité d'emploi, que renforce une présentation claire et très agréable.

De conception classique, le modèle MINOR, avec son impédance de 20 kΩ/V, constitue déjà un appareil de bonne qualité. Le Major, lui, ajoute à des performances très intéressantes en tant que contrôleur, un générateur de dépannage qui est un aout important, et de très bons circuits de protection.

R.R.


Fig. 7


Fig. 8

UN CIRCUIT FERME DE TELEVISION



POUR LA SURVEILLANCE

KOYO TVC 501

LA civilisation que nous vivons impose chaque jour davantage la surveillance auditive et visuelle des magasins, des accès aux habitations, etc. Dans ce domaine, les circuits fermés de télévision, couplés à des interphones à une ou plusieurs voies, apportent une solution élégante, pour peu que s'y ajoutent une miniaturisation suffisante, et un faible prix.

L'ensemble décrit ci-dessous satisfait ces critères. Il comprend essentiellement une caméra, un moniteur et un interphone. Par l'intermédiaire d'un boîtier de distribution et de contrôle, l'ensemble peut être étendu jusqu'à trois caméras, accompagnées chacune de leur interphone.

Présentation générale de l'équipement de base

Nous entendons, par là, l'ensemble limité à son minimum, pour la surveillance d'un poste unique.

Il se compose alors du moniteur, d'une unique caméra, et d'un interphone, le tout évidemment complété par les câbles de liaison, ainsi que par un éventuel support à rotule pour la mise en place de la caméra. Nous avons rassemblé cet équipement minimal sur la photographie de la figure 1 (photo de titre), à l'exception toutefois des câbles et du support.

La caméra, remarquable par sa compacité comme par sa légèreté (180 mm de longueur hors tout avec son objectif, 90 mm de hauteur, et 55 mm de largeur), ne comporte aucun autre dispositif de réglage que la mise au point de l'objectif ; d'une focale de 16 mm, ouvert à f/1,6, cet objectif autorise une mise au point de 50 cm à l'infini. A l'usage, sa définition paraît largement suffisante pour celle qu'autorise l'écran du moniteur.

Ce dernier, agréablement présenté dans un coffret gainé de gris très clair, avec une façade d'un gris plus foncé, offre un écran de 11 cm de largeur, sur 8 cm de hauteur (fig. 2). Il enferme aussi le récepteur de l'interphone. La photographie de la figure 2 détaille le rôle des diverses commandes, ci-dessous référencées :

1 - interrupteur général de mise sous tension.

2 - basculeur de « stand-by » ou d'affichage de l'image.
3 - potentiomètre de contrôle de la luminosité.
4 - potentiomètre de contrôle du contraste.
5 - haut-parleur de l'interphone.
6 - contrôle du volume sonore.
4 - poussoir de signal d'appel.
8 - poussoir de conversation, mettant en circuit l'interphone.

Au micro de celui-ci, raccordable par câble à la caméra, on ne trouve que ces deux commandes : les poussoirs d'appel et de mise en service de la liaison phonique.

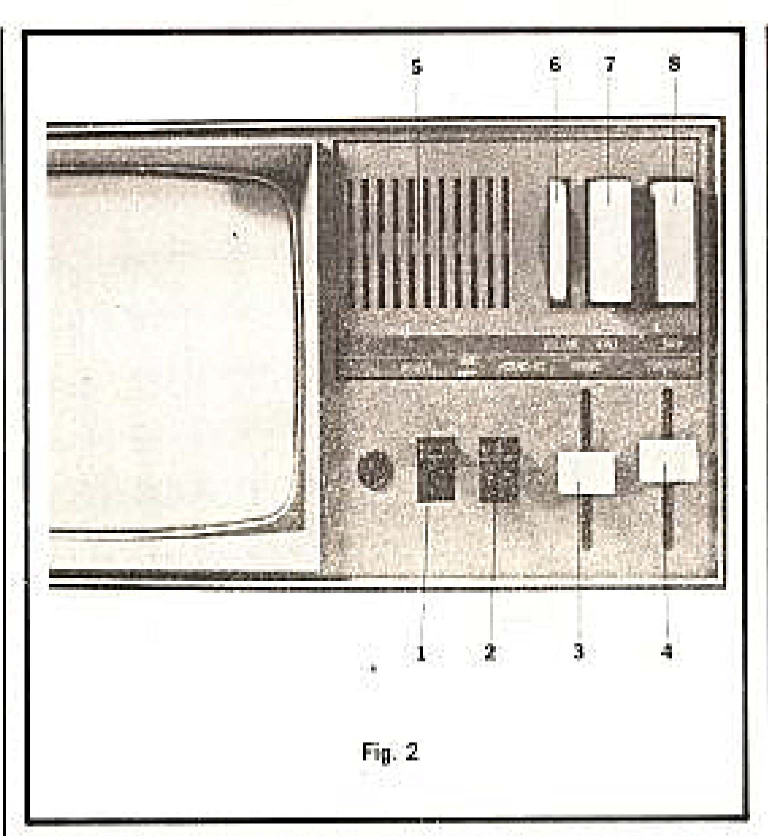


Fig. 2

Les caractéristiques techniques

La caméra, réduite à sa plus simple expression, ne comporte que le tube vidicon, associé d'une part à l'amplificateur vidéofréquence, et d'autre part aux bobines de déflexion horizontale et verticale. Les courants pilotant ces bobines proviennent donc du moniteur, à travers le câble de liaison. Le schéma de cette caméra est donc très simple, comme en témoigne la figure 3.

Le courant qui traverse la résistance de la photocathode du vidicon, donne les tensions d'excitations transmises à la porte du FET d'entrée T_1. Celui-ci est suivi du NPN T_2, muni, dans son émetteur, de circuits de correction aux fréquences élevées. Une contre-réaction (R_{115} et C_{107}), englobe les deux premiers étages. Enfin, après une nouvelle amplification par T_3, les signaux vidéo sont délivrés à basse impédance sur l'émetteur de T_4, monté en collecteur commun.

Nous n'analyserons pas en détail le schéma du moniteur, évidemment plus complexe, puisqu'il comprend les alimentations, l'amplificateur vidéo de sortie, et les circuits de balayage pour la caméra, comme pour le cathoscope d'affichage, ainsi que l'oscillateur délivrant la tonalité d'appel, et l'amplificateur de l'interphone.

Le balayage vertical s'effectue à 50 Hz, tandis qu'une fréquence de 15,75 kHz, fournie par un oscillateur libre, est utilisée pour le balayage horizontal. La résolution obtenue dépasse 250 lignes au centre de l'écran, ce qui suffit pour ce type de matériel.

Prévu pour un fonctionnement sous 230 V (± 10 %), l'ensemble consomme 35 W

en service, et 10 W en position d'attente (« stand by »), pour laquelle l'image n'est pas affichée sur le moniteur.

Nos impressions d'utilisation

Ainsi que nous l'avons déjà signalé, l'ensemble se fait remarquer par sa compacité. La caméra, notamment, peut facilement se loger dans les emplacements les plus réduits.

L'une des qualités exigées de ce type de matériel, est sa faculté de donner une image lisible dans les conditions d'éclairement les plus variables. Le constructeur annonce un fonctionnement correct du dispositif automatique de compensation, dans des rapports de 1 à 2000 de l'éclairement du sujet. Bien que n'ayant pas eu la possibilité de contrôler quantitativement cette performance, nous avons constaté une qualité pratiquement constante de l'image, aussi bien dans une pièce largement éclairée en plein jour, que sur un palier d'immeuble, à la seule lumière des modestes ampoules habituellement utilisées dans ces lieux.

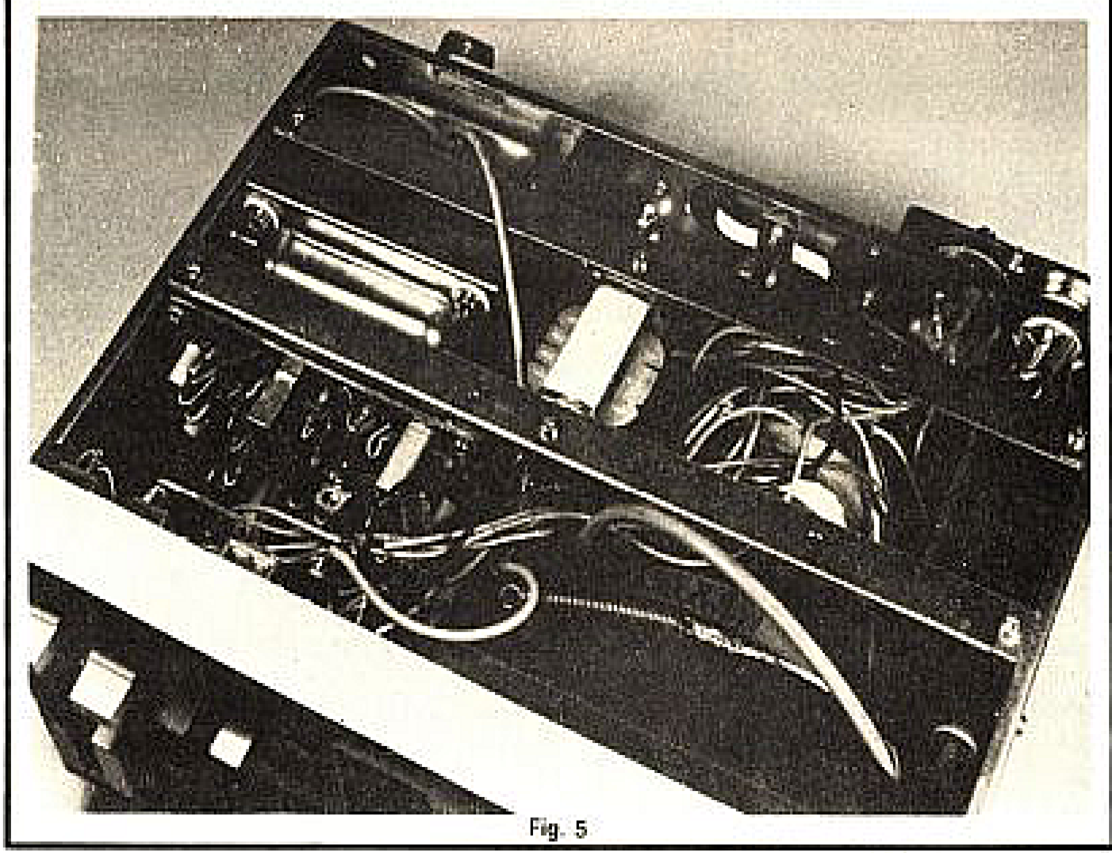


Fig. 5

Le choix d'un objectif de courte focale, donc à grand champ, est bien adapté à la surveillance d'une aire étendue. Evidemment, à grande distance, la définition décroît rapidement : il devient difficile d'identifier un personnage, d'après son visage, au-delà de six ou sept mètres. Notons cependant que pour d'autres applications, on pourrait changer l'objectif, qui se présente en monture « C » à vis, couramment répandue dans les caméras 16 mm.

La qualité de la fabrication gagnerait peut-être à un peu plus de soin, en ce qui concerne le câblage : celui-ci apparaît sur les photographies des figures 4 et 5, qui montrent respectivement l'intérieur de la caméra, et celui du moniteur. La mise en place des composants, ne peut guère prétendre à servir de modèle.

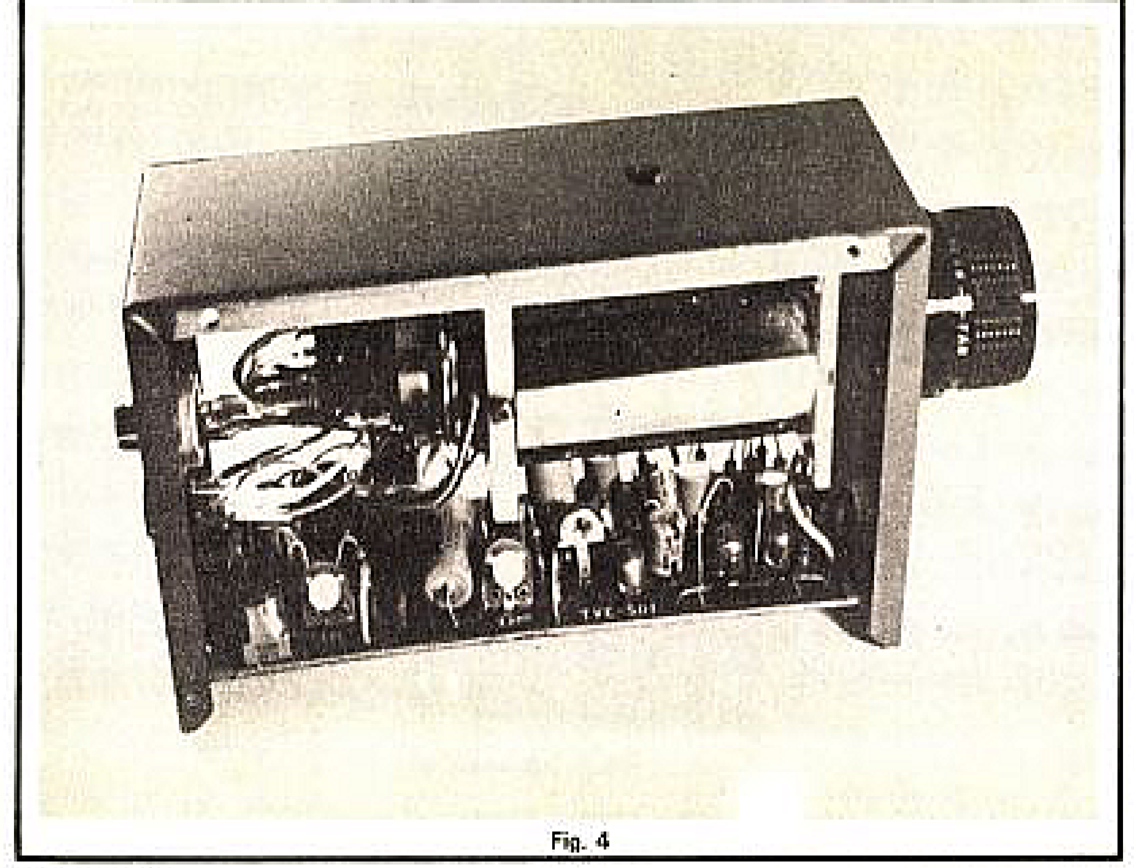


Fig. 4

Nos conclusions

Les dispositifs de surveillance par circuit fermé de télévision, devraient gagner le secteur grand public, où les applications sont nombreuses : portiers d'habitations, surveillance d'enfants, etc. Dans les secteurs industriels et commerciaux, on connaît depuis longtemps l'intérêt de ces matériels, et nombreux sont, par exemple, les magasins qui en sont équipés.

L'ensemble TVC 501, des établissements EPS (Electro protection service), simple à mettre en œuvre, et d'un prix abordable, pourrait toucher dans ce domaine un assez large marché.

R.R.

LE SYSTEME OLYMPUS



A plusieurs reprises déjà, nous avons consacré quelques pages de notre revue à de nouveaux matériels photographiques, dans le fonctionnement desquels l'électronique occupe une place importante, sinon prépondérante.

L'appareil de prise de vue Olympus OM-2, objet central de la présente étude, ne peut plus être considéré comme une réelle nouveauté : sa sortie sur le marché français date du 31e Salon International de la Photographie et du Cinéma, en novembre 1975. Cette « ancienneté » toute relative (les progrès, en ce domaine, subissent une accélération étonnante !), n'enlève rien à l'originalité d'un automatisme qui, reposant sur la mesure en temps réel des quantités de lumière, reste unique au monde, et ouvre un champ d'applications presque sans limites.

Au demeurant, l'appareil de prise de vues OM.2, comme son aîné OM.1, n'est que le cœur d'un vaste système photographique adaptable aux travaux sur l'infiniment petit comme sur l'infiniment grand, et aux utilisations scientifiques les plus évoluées, comme à la photographie courante pour l'amateur exigeant.

De ce vaste ensemble, nous ne pourrons évidemment donner qu'un aperçu, qui commencera naturellement par l'étude de l'OM.2.

Le système de mesure des illuminations

L'Olympus OM.2 peut s'utiliser soit en fonctionnement automatique avec priorité au diaphragme, soit en fonctionnement semi-automatique (dénommé « manuel » par le constructeur). Commençons par l'examen, très simple, de ce deuxième cas.

La visée s'effectuant, comme dans tout réflex mono-objectif, à travers l'objectif de prise de vue, les éléments pho-

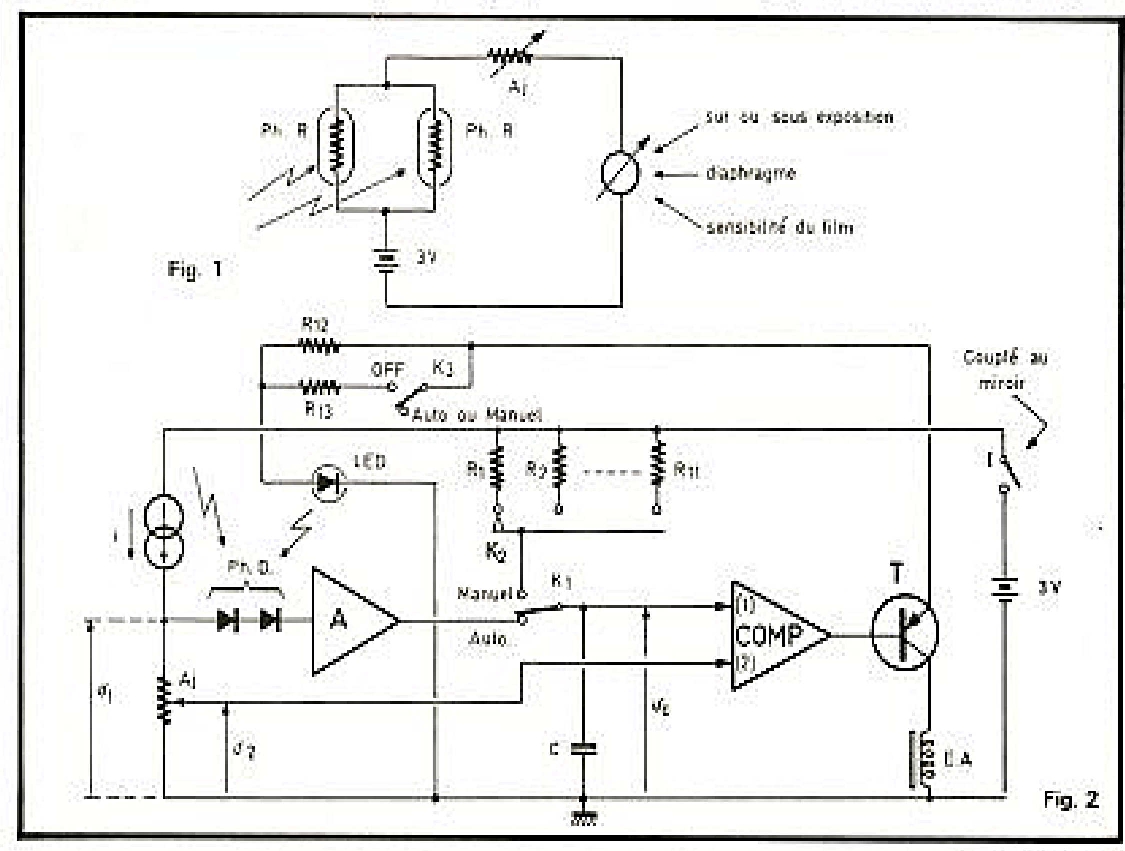


Fig. 1
Fig. 2

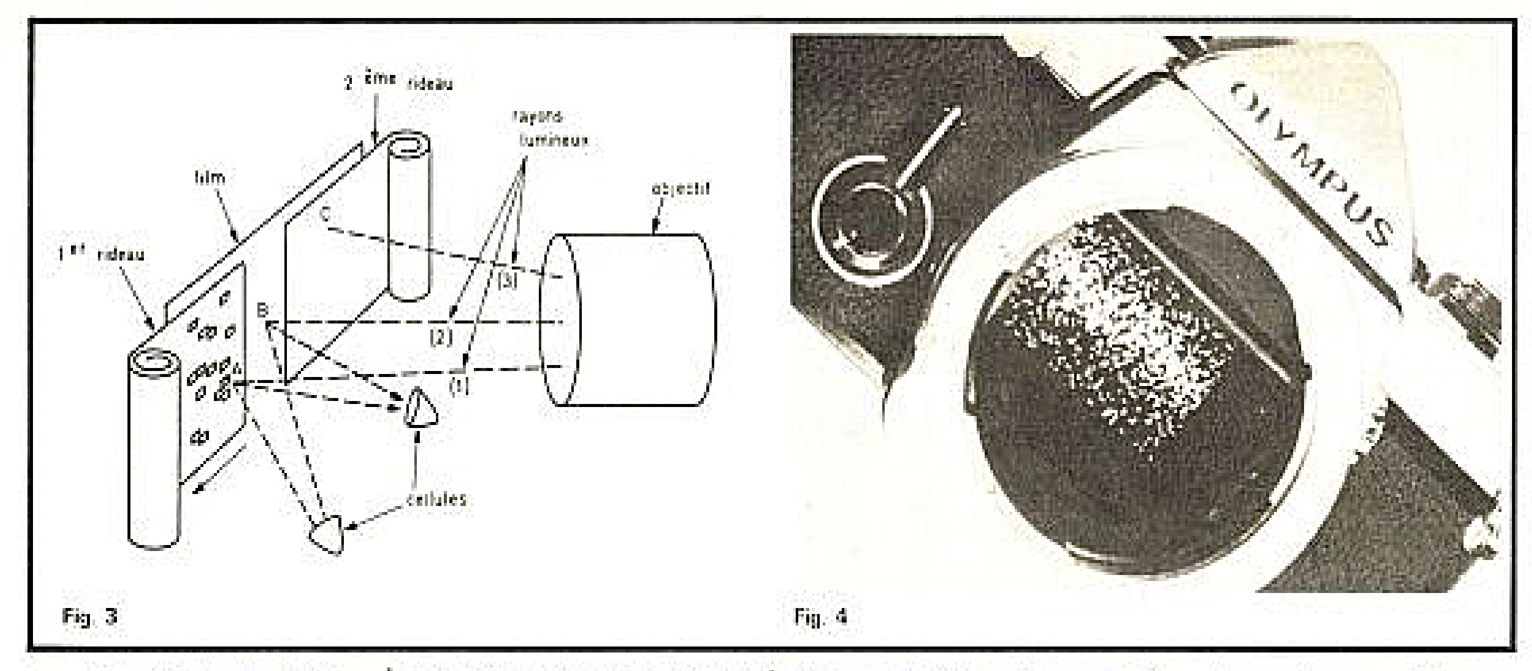


Fig. 3

Fig. 4

tosensibles (ici des photorésistances au CdS) sont placés contre le prisme de redressement, au voisinage de l'oculaire. Le schéma du dispositif de mesures est alors celui de la figure 1 : l'intensité du courant fourni par la pile de 3 V, et qui traverse le galvanomètre d'affichage, dépend de l'éclairement reçu par les deux photorésistances Ph.R. Le calibrage s'effectue en usine par l'intermédiaire de la résistance ajustable AJ.

A éclairement égal, la vitesse affichée dépend de plusieurs facteurs : l'ouverture présélectionnée du diaphragme (la mesure se faisant à pleine ouverture), la sensibilité du film, et le choix d'une éventuelle sur ou sous-exposition volontaire. Toutes ces données sont transmises mécaniquement au galvanomètre, dont elles tournent plus ou moins le stator. Il appartient à l'opérateur de manœuvrer le barillet des vitesses, pour que l'aiguille se place, dans le viseur, au centre de la fourchette. Remarquons que, même en fonctionnement manuel, la commande de fermeture du deuxième rideau de l'obturateur s'opère électroniquement : nous y reviendrons plus loin.

Le principe du fonctionnement automatique est, très schématiquement, illustré par la figure 2. Les éléments photosensibles sont alors des photodiodes Ph.D., dont on sait que la qualité principale réside dans leur rapidité de réponse, associée à une très courte mémoire.

Normalement, l'ensemble du circuit de la figure 2 se trouve hors-tension : en effet, l'interrupteur général I, couplé au miroir de visée, ne se ferme qu'à l'instant où le miroir se relève, donc une fraction de seconde avant la prise de vue. Dès que l'interrupteur est fermé, une source de courant constant, construite autour d'un transistor à effet de champ, débite un courant d'intensité i invariable, à travers la résistance ajustable A.J. La différence de potentiel v_1 aux bornes de cette résistance est donc déterminée, et constante. Après réglage en usine, il en va de même entre la masse et le curseur de AJ : la tension v_2 garde toujours la même valeur.

L'amplificateur A, étant du type opérationnel, offre un grand gain. Virtuellement, son entrée peut être considérée comme placée au potentiel de la masse. L'intensité du courant qui traverse les deux photodiodes Ph.D. prend, dans ces conditions, une valeur proportionnelle à l'éclairement qu'elles reçoivent. Cette intensité, toujours très faible, est amplifiée par A, et sert à charger le condensateur C, lorsque l'inverseur K_1 a été commuté dans la position « Auto ».

Ainsi, dès le relevage du miroir, qui s'accompagne presque instantanément de la fermeture du diaphragme à sa valeur présélectionnée, et du départ du premier rideau de l'obturateur, la charge du condensateur C débute, et s'accomplit avec une vitesse proportionnelle à l'éclairement des photodiodes ; la différence de potentiel v_c, aux bornes du condensateur, croît à partir de zéro.

Tant que cette différence de potentiel reste inférieure à v_2, l'entrée (1) du comparateur est maintenue à un niveau inférieur à celui de l'entrée (2). La sortie de ce circuit se trouve alors au niveau bas, ce qui sature le transistor PNP T, et alimente le bobinage de l'électro-aimant EA qui retient le deuxième rideau de l'obtura-

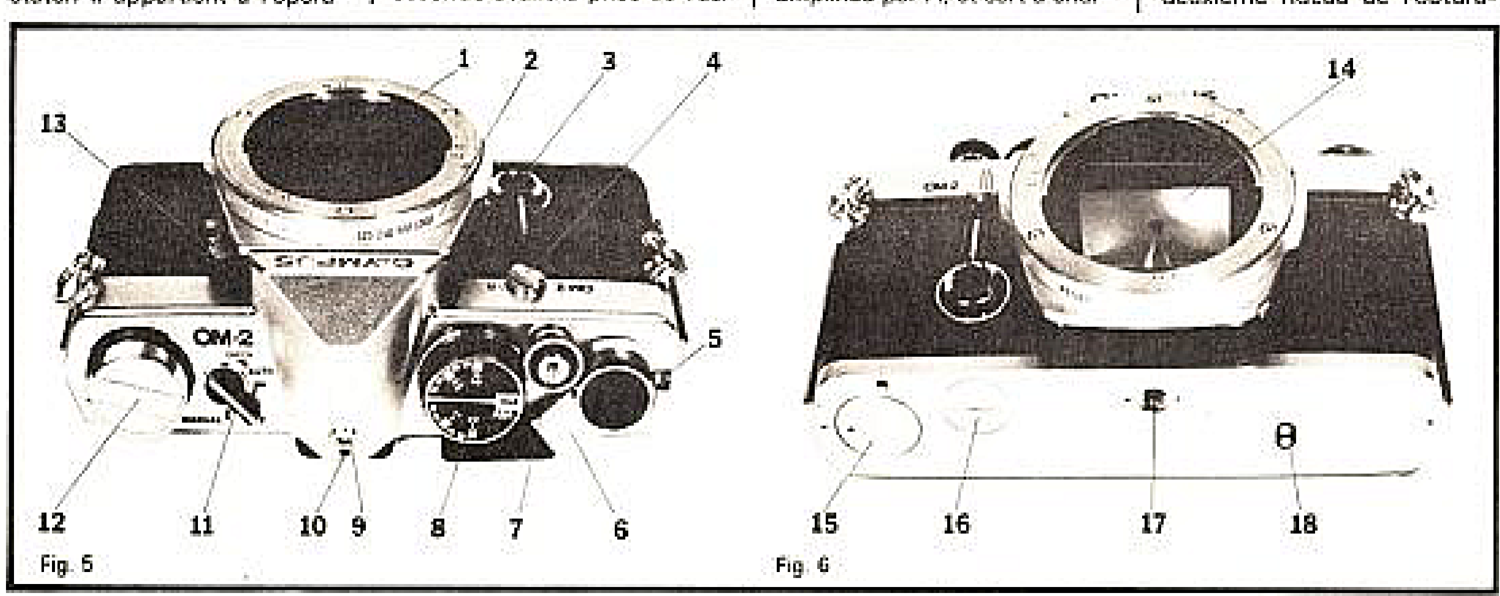


Fig. 5

Fig. 6

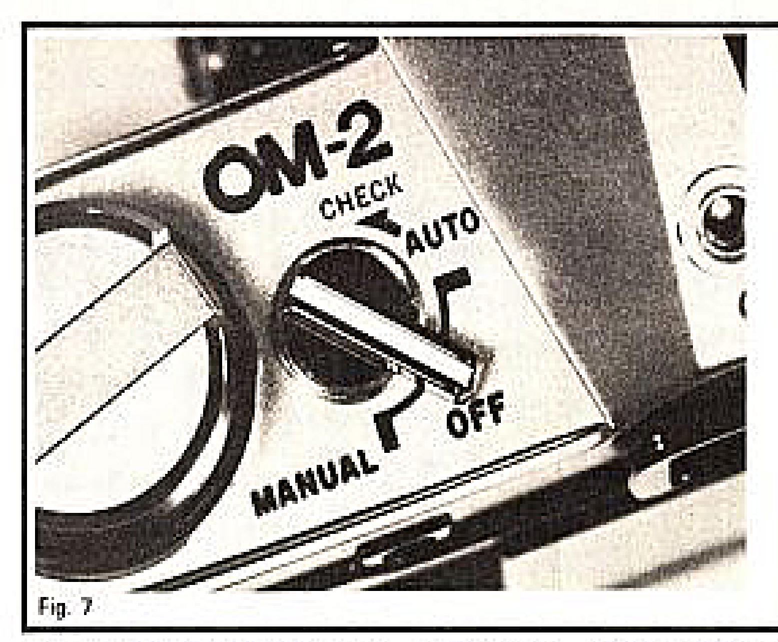


Fig. 7



Fig. 8

teur. Au contraire, dès que v_c atteint la valeur v_2, le comparateur bascule, sa sortie passe au niveau haut, et T se bloque : l'électro-aimant libère alors le deuxième rideau, dont la fermeture interrompt la pose.

Tout ce mécanisme suppose que les photodiodes reçoivent la lumière pendant l'exposition du film, et non avant comme dans tous les autres appareils automatiques actuels, qui mettent l'information « luminosité » en mémoire avant que ne se relève le miroir de visée. Ce problème, nous le verrons plus loin, est résolu par la position des photodiodes, qui visent la lumière réfléchie par le premier rideau, ou par le film.

Quelques éléments restent à expliquer dans le schéma de la figure 2, dont le rôle du commutateur K_1. En position « manuel », K_1 relie le condensateur C à l'une des 11 résistances R_1 à R_{11}, sélectionnées par K_2. C'est alors la résistance choisie qui charge le condensateur, déterminant la durée de l'exposition. Le commutateur K_2 est couplé au barillet d'affichage des vitesses.

Une diode électroluminescente (LED sur la figure 2), est située en regard de l'une des photodiodes, et joue un double rôle, selon la position du commutateur K_3. Lorsque l'appareil est en service, que ce soit sur « Auto » ou sur « Manuel », K_3 est ouvert : seule, la résistance R_{12}, de très forte valeur, alimente la diode électroluminescente, qui ne fournit qu'un éclairement très faible à la photodiode. Cette lumière, négligeable dans les conditions de pose les plus longues, assure cependant, si on oublie de fermer l'interrupteur général, une charge extrêmement lente. Ainsi, au bout d'environ 15 mn, v_c atteint le seuil v_2, T se bloque, ce qui évite l'épuisement des piles à travers l'électro-aimant.

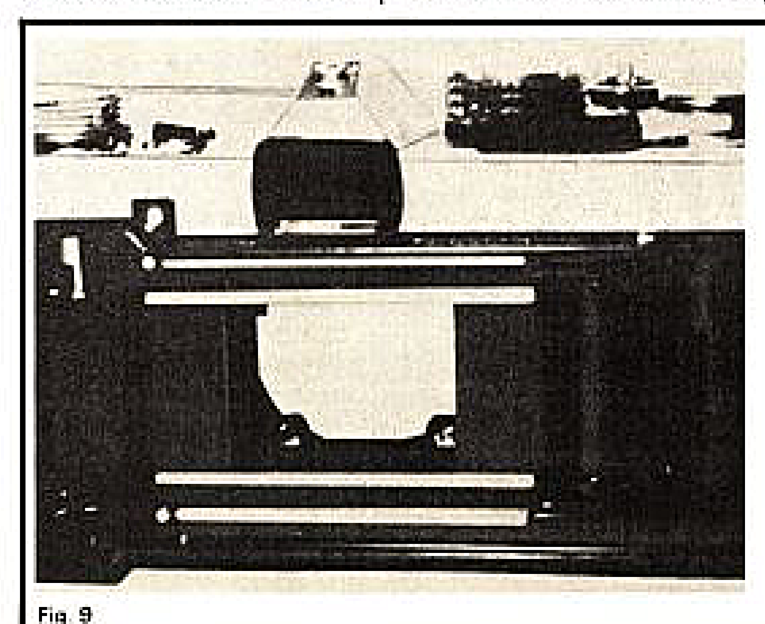
Dans la position « OFF », c'est l'ensemble de R_{12} et R_{13}, cette dernière de plus faible valeur, qui alimente la LED. Si, alors, on déclenche par erreur l'obturateur, sa fermeture est assurée en une fraction de seconde, même dans l'obscurité la plus totale, ou avec un bouchon d'objectif.

La mesure en temps réel

Nous avons déjà cité l'extrême originalité de l'Olympus OM.2, qui mesure la quantité de lumière reçue pendant l'exposition. Ce résultat est atteint grâce à la disposition de la figure 3.

Lorsque le miroir se relève, les rayons lumineux traversant l'objectif, parviennent dans le plan du film. Ils atteignent d'abord le premier rideau de l'obturateur puis, dès que celui-ci commence à défiler, l'émulsion placée derrière. La lumière que reçoivent les deux photodiodes, situées à l'intérieur de la chambre noire, et tournées vers l'arrière de l'appareil, est celle que réfléchissent soit le premier rideau, soit le film, soit encore les deux à la fois ou successivement. La proportion de la mesure effectuée sur le rideau d'une part, et sur le film de l'autre (rayons 1 et 2 de la figure 3, arrivant en A et B), dépend de la durée de la pose, puisque les rideaux défilent toujours à la même vitesse.

Il appartenait donc au cons-


Fig. 9

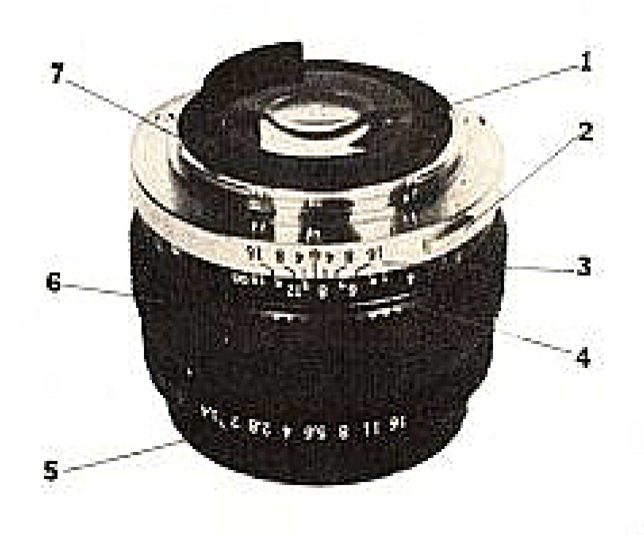


Fig. 10

tructeur, pour que la mesure reste valable dans tous les cas, de donner au rideau un coefficient de réflexion qui égale celui de la moyenne des émulsions. Au lieu d'assurer ceci par l'emploi d'une teinte grise dont la constance aurait été difficile à maintenir en fabrication d'abord, et en fonction du vieillissement plus tard, il a été fait appel à une structure qui combine des éléments de surface noire mat, avec d'autres éléments métallisés, très réfléchissants. La photographie de la figure 4 montre l'allure très caractéristique de ce rideau.

En automatique, le système de mesure utilisé pour déterminer la durée d'exposition, ne permet pas à l'opérateur d'avoir connaissance de celle-ci, avant le déclenchement. Par contre, la vitesse probable (car il peut y avoir un changement au moment précis du déclenchement), lui est signalée dans le viseur grâce au galvanomètre associé aux photorésistances.

Nous reviendrons plus loin encore sur les remarquables possibilités de cet automatisme, qui s'étend jusqu'à l'utilisation du flash Quick Auto 310, lui ouvrant des possibilités inaccessibles à tous les flashes à computer, notamment en macrophotographie.

Présentation générale et caractéristiques de l'OM-2

Nous décrirons ci-dessous, en nous référant aux photographies des figures 5 et 6, les principales commandes et les différentes parties du boîtier de l'OM.2 :

1) Baïonnette spécial Olympus, commune à l'OM-2 et à l'OM-1 (version semi-automatique).

2) Barillet des vitesses, concentrique de la baïonnette.

3) Levier du retardateur. Celui-ci, à fonctionnement mécanique, autorise des retards réglables de 4 à 12 secondes.

4) Commande de débrayage pour le rembobinage du film.

5) Fenêtre du compteur de vues.

6) Levier d'armement.

7) Bouton de déclenchement. Un filetage central permet l'utilisation d'un déclencheur souple.

8) Ce disque joue un double rôle. D'une part, il sert à régler le système de mesure en fonction de la sensibilité du film, qui s'affiche dans une fenêtre. D'autre part, il commande les sur-expositions ou les sous-expositions volontaires : nous y reviendrons.

9) Filetage pour la fixation de la griffe porte-flash. Le fond de l'orifice est muni d'un contact, relié par la griffe au sabot du flash.

10) Contact électrique asservissant le flash Quick Auto 310 au système de mesure automatique de l'exposition. Il s'agit d'une originalité remarquable, sur laquelle nous reviendrons lors de l'étude de ce flash.

11) Levier de sélection du type de fonctionnement, à quatre positions : OFF (appareil à l'arrêt), Manuel (exposition semi-automatique), Auto, et « Check ». Cette dernière position permet, par l'intermédiaire d'une diode électroluminescente située à l'arrière du boîtier, de contrôler l'état des piles.

12) Manivelle de rembobinage, commandant aussi, par traction, l'ouverture du dos.

13) Prise de synchronisation pour les flashes à cordon. Un commutateur concentrique sélectionne les positions X (flash électronique) ou FP.

14) Miroir de renvoi pour la visée sur verre dépoli.

15) Logement des piles (deux piles de 1,5 V, à l'oxyde d'argent).

16) Fenêtre de couplage des moteurs.

17) Filetage pour l'écrou de pied.

18) Contacts de couplage électrique du moteur.

Les caractéristiques principales de l'OM.2 sont résumées ci-dessous :

– Réflex 24 x 36 mm mono-objectif.
– Mesure du temps de pose semi-automatique, ou automatique, avec priorité au diaphragme.
– Obturateur à commande électromécanique.
– Vitesses de 1 s à 1/1000 s en semi-automatique, et pose B.
– Durée de pose de 15 mn à 1/1000 s en automatique.
– Correcteur d'exposition de ± 2 diaphragmes, par 1/3 de diaphragme.
– Couplage assurant le fonctionnement automatique du flash Quick Auto 310, avec sécurité interdisant le déclenchement de l'éclair si la durée d'ouverture de l'obturateur est inférieure à 1/60 s.
– Contrôle de l'état des piles par diode électroluminescente.
– Motorisation possible par moteur de réarmement, ou moteur rapide (jusqu'à 5 images par seconde).

Les photographies des figures 7, 8 et 9, détaillent certains points que nous avons jusqu'à présent, seulement cités. Sur la figure 7, entre la manivelle de réembobinage et le capuchon du prisme de visée, on distingue très nettement le commutateur d'arrêt (OFF), de mode de fonctionnement (Auto ou Manuel), et de test des piles (Check). La diode électroluminescente utilisée pour cette fonction, est visible en bas de la photographie, à gauche de l'oculaire de visée.

La figure 8 montre le sélecteur combiné de réglage et d'affichage de la sensibilité du film (il est ici placé sur 125 ASA), et de sur ou sous-exposition. Dans le cas de notre figure, le repère noir situé sur le capot du prisme de visée, montre une sur-exposition de 2/3 de diaphragme.

Enfin, sur la figure 9, prise après avoir ouvert le dos et le rideau d'obturateur, et enlevé l'objectif, on peut distinguer, à l'intérieur de la chambre, les optiques qui renferment les deux photodiodes du dispositif d'exposition automatique.

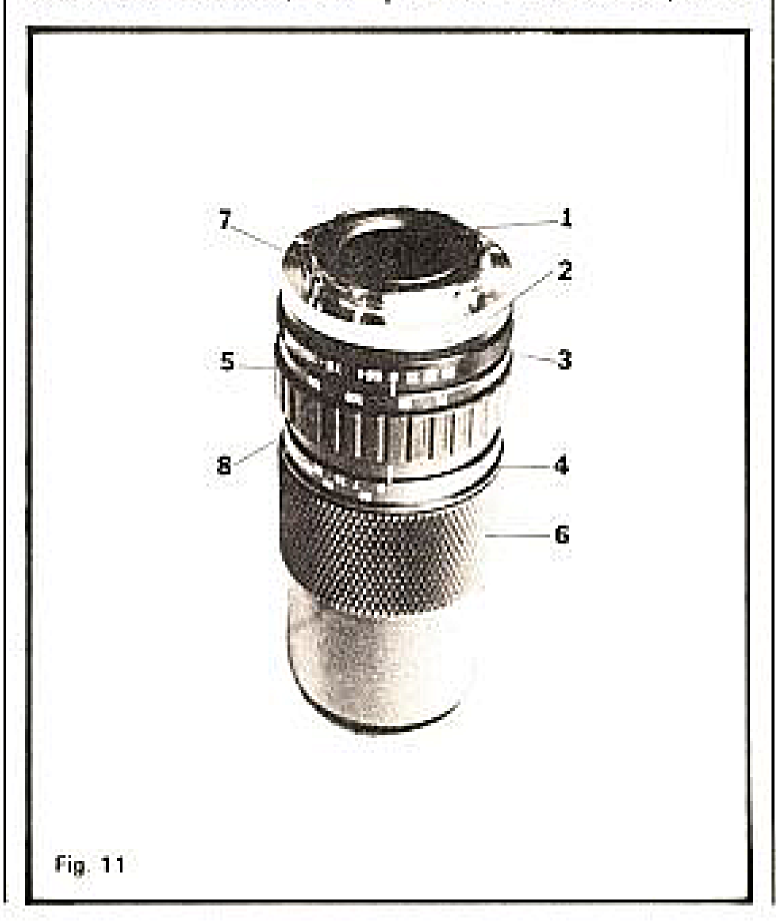
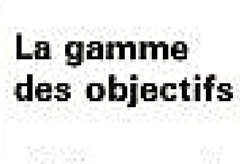
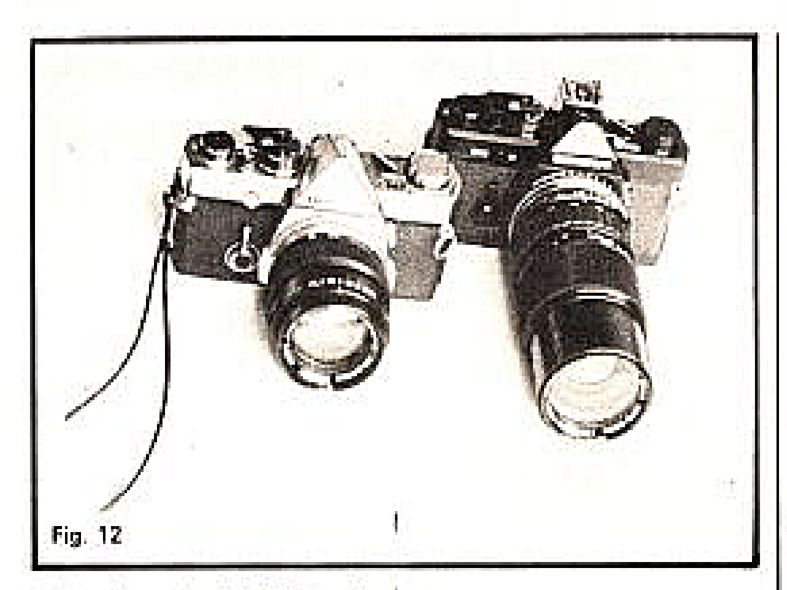


Fig. 11



La gamme des objectifs

A l'heure actuelle, Olympus propose 27 objectifs, allant du fish-eye de 8 mm, au super téléobjectif de 1 000 mm de focale. Cette série comprend un zoom compact de 75-150, ouvert à 1 : 4 (deux autres zooms, encadrent cette plage). Il n'est pas ici question d'étudier, ni même de citer, la très longue liste de ces optiques. Nous nous contenterons de dire quelques mots de


Fig. 12

l'objectif standard de 50 mm à 1 : 1,4, et du zoom, que nous avons eus entre les mains.

Trois optiques de 50 mm sont proposées par le constructeur ; elles ouvrent respectivement à 1 : 1,8, à 1 : 1,4, et à 1 : 1,2 (dans ce dernier cas, la focale atteint 55 mm). Ces objectifs, comme tous ceux du constructeur à l'exception des trois objectifs macro et du modèle à décentrement, comportent la transmission automatique du diaphragme, et permettent la mesure à pleine ouverture.

La figure 10 montre le 50 mm ouvert à 1 : 1,4. On y reconnait les éléments suivants :

1) Levier de fermeture du diaphragme, lors du déclenchement.
2) Touche de test de profondeur de champ (ferme le diaphragme à sa valeur présélectionnée).
3) Echelle de profondeur de champ.
4) Echelle des distances, gravée en mètres et en pieds.
5) Echelle et bague des diaphragmes.
6) Bague de mise au point.
7) Ergot transmettant, au dispositif de mesure de l'exposition, la valeur du diaphragme présélectionnée.

Sur le zoom, photographié à la figure 11, on retrouve les mêmes commandes, référencées par les mêmes numéros. Il s'y ajoute la bague 8 de réglage de la focale. La figure 12 montre deux boîtiers OM-2, (ils existent en chromé ou en noir), dont l'un est équipé d'un objectif de 50 mm, et l'autre du zoom 75-150.

Le « Système » Olympus

Le boîtier automatique OM-2 et son frère semi-automatique OM-1, ne constituent que les noyaux d'un immense ensemble de matériels couvrant tous les domaines imaginables de la photographie, et dont on n'aura qu'une idée succincte à l'examen de la figure 13.

D'abord vient la remarquable série des objectifs, dont nous avons déjà dit quelques mots. Il faut y ajouter tous les dispositifs, et ils sont très nombreux, prévus pour la macrophotographie et pour la microphotographie. Les premiers comprennent notamment :

– Une série de trois bagues pour allongement du tirage, dont nous regretterons très vivement qu'elles ne transmettent pas la présélection du diaphragme !
– Un soufflet, qui permet le montage direct ou inversé des objectifs. Un déclencheur double commande la présélection du diaphragme. On peut y monter un reproducteur de diapositives.
– Des statifs et divers dispositifs d'illumination, dont l'ensemble très complet PMT-35, permettant tous les rapports de grandissement compris entre 0,45 et 16,5.

Les équipements pour microphotographie sont trop nombreux, et souvent trop sophistiqués, pour être étudiés ici.

La série des verres de visée, autorise une adaptation à toutes les conditions de prise de vues, quelle que soit la focale utilisée. Notons que le principe de l'automatisme qui équipe l'OM-2, le rend insensible au changement de verre, ce qui assure toujours une exposition correcte, même si l'affichage par les photorésistances est entaché d'erreur. Un très beau viseur d'angle orientable, et à deux rapports de grossissement (x 1,2 et x 2,4), complète l'équipement de visée.

Plusieurs dos inscripteurs de données, peuvent remplacer le dos standard. Notons aussi un dos 250 vues, complété par une enrouleuse pour le film en chargeurs de grande capacité.

Les possibilités de motorisation, ainsi que le flash Quick Auto 310, qui s'inscrit dans une série de six flashes, méritent maintenant un développement plus approfondi.

La motorisation

Deux moteurs peuvent, au choix, équiper les boîtiers OM.1 et OM.2 : l'un est un simple réarmeur, d'un prix très abordable. L'autre, qui prend jusqu'à 5 images par seconde, est beaucoup plus coûteux. Comme les deux comportent toutes les possibilités de commande à distance (par câble électrique, par intervallomètre, par radio), nous limiterons notre étude au réarmeur, c'est-à-dire au moteur vue par vue, dont voici les principales caractéristiques :

– Avancement automatique du film après chaque vue, en 300 ms environ.
– Durées d'obturation de 1 s à 1/1000 s en semi-automatique, et de 60 s à 1/1000 s en automatique.
– Alimentation par 4 piles de 1,5 V.
– Autonomie de 50 cartouches de 36 vues, avec des piles alcalines.
– Déclenchement par poussoir, ou télédéclenchement sur jack miniature.
– Couplage automatique direct avec le dos 250 vues.
– Arrêt automatique en fin de film.

Sur les photographies des figures 14 et 15, on reconnaîtra les différentes parties de ce

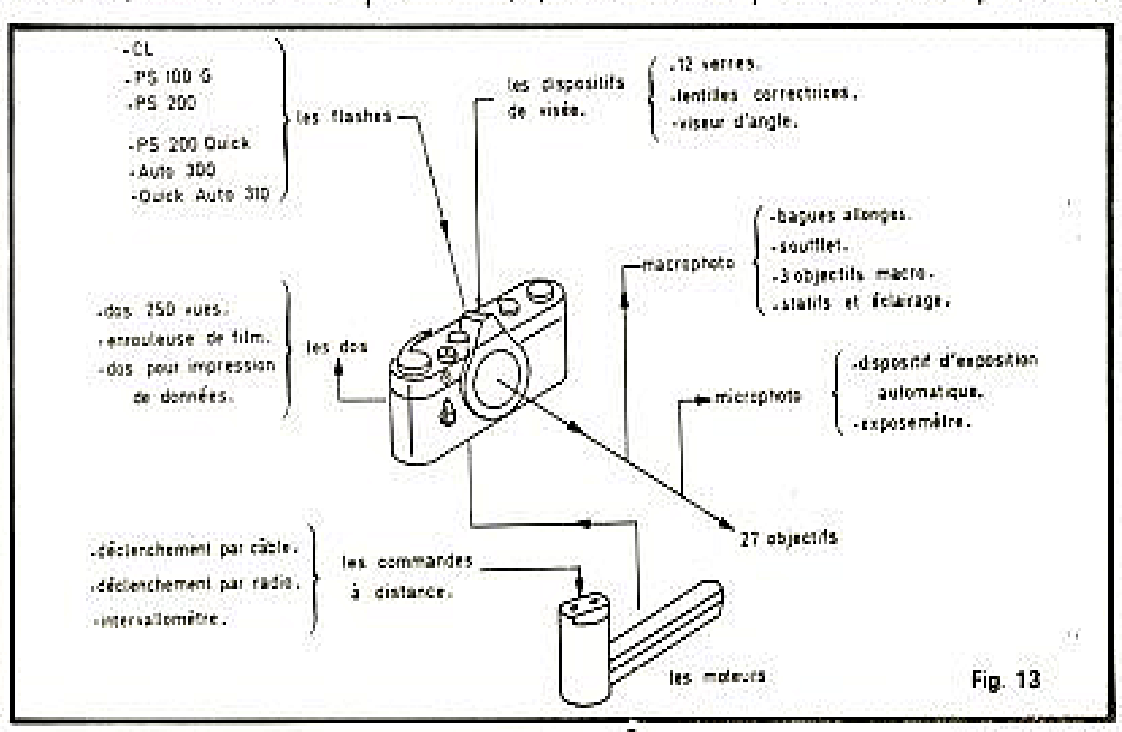


Fig. 13

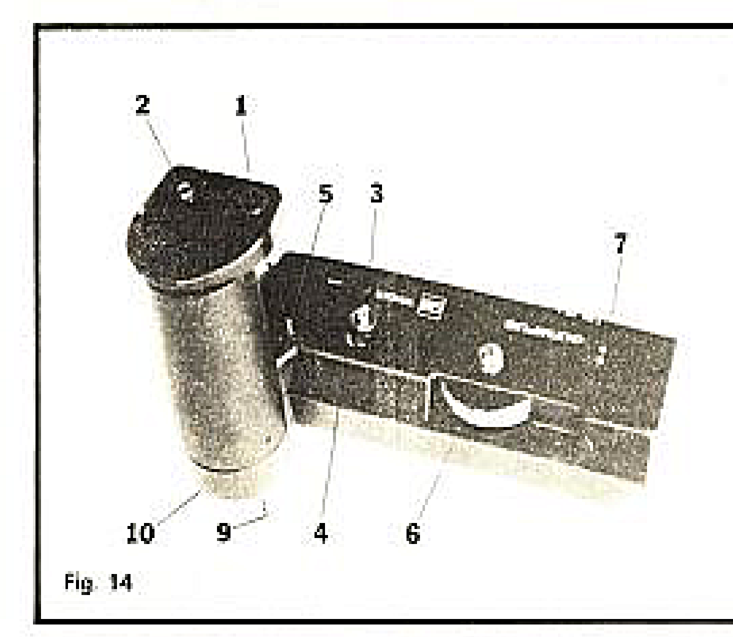


Fig. 14

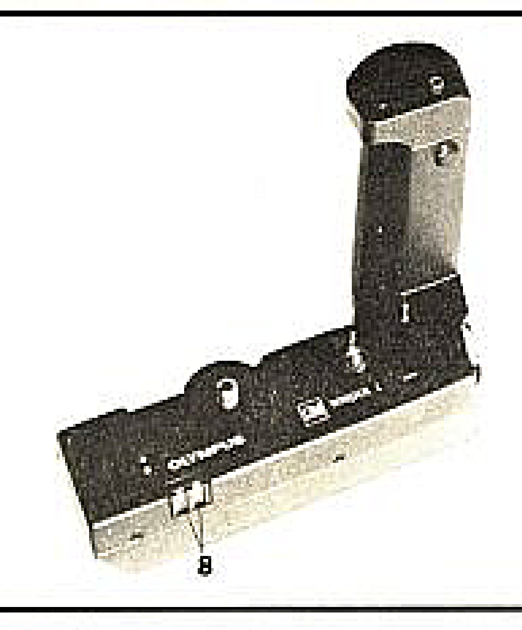


Fig. 15

groupe moteur, référencées ci-dessous.

1) Déclencheur par poussoir : il remplace le déclencheur du boîtier.

3) Prise pour commande à distance : sur ce jack, on peut installer n'importe quel dispositif qui, en formant le contact, assurera la prise de vue et le réarmement.

3) Griffe d'entraînement du film. Elle engrène dans un logement sur la base du boîtier (voir figure 6, référence 16).

4) Ergot de déclenchement.

5) Ergot de positionnement du moteur sur le boîtier.

6) Vis de fixation dans l'écrou de pied.

7) Plots de couplage électrique : ils transmettent les informations (fermeture du deuxième rideau d'obturateur), depuis le boîtier jusqu'au moteur.

8) Plots de couplage électrique avec le dos 250 vues.

9) Prise pour branchement d'une alimentation extérieure (dont la tension doit être comprise entre 4 et 6 volts).

10) Interrupteur général de mise sous tension.

Nous avons beaucoup apprécié ce moteur de réarmement. Compact et léger, il favorise la prise en main du boîtier, grâce à son corps cylindrique, sans en augmenter beaucoup ni la masse (290 g sans les piles), ni l'encombrement.

Mais son intérêt principal, outre l'accélération du rythme des prises de vue, nous semble résider dans les possibilités de commande à distance. La fermeture des contacts par l'intermédiaire de la prise jack, ouvre en effet nombre de perspectives : commande par câble ou par liaison radio (on appréciera ces possibilités pour certaines photographies d'animaux, par exemple des oiseaux au nid) ; commande par intervallomètre, dont un modèle est d'ailleurs proposé par Olympus ; automatisation du déclenchement à partir de tous les types de capteurs concevables (son, lumière, etc.).

Le flash Quick Auto 310

Si Olympus propose six modèles de flashes, la palme revient incontestablement au Quick Auto 310, qui exploite très astucieusement le système de mesure automatique du boîtier OM-2.

A notre connaissance, le Quick Auto 310 est le seul flash à calculateur (avec récupération d'énergie), procédant à la mesure de la lumière à travers l'objectif de prise de vue : ceci, d'ailleurs, n'est évidemment possible qu'avec le système de mesure adopté sur l'OM-2, et pour l'instant unique au monde.

Le principe de fonctionnement peut être très schématiquement représenté par la figure 16. Au moment du déclenchement, la décharge du condensateur du flash s'amorce dans le tube éclair, dont l'émission lumineuse (1) vient illuminer le sujet photographié. Celui-ci renvoie la lumière (rayons (2)) qui, après avoir traversé l'objectif, vient frapper le film. Une partie (3) des rayons, est réfléchie vers les photodiodes du dispositif de mesure automatique de l'exposition. Lorsque le condensateur C de la figure 2 atteint sa charge seuil, le basculement du comparateur commande lui-même l'interruption de l'éclair, par le trajet d'asservissement (4) à travers la griffe porte-flash.

La principale supériorité de ce système remarquablement

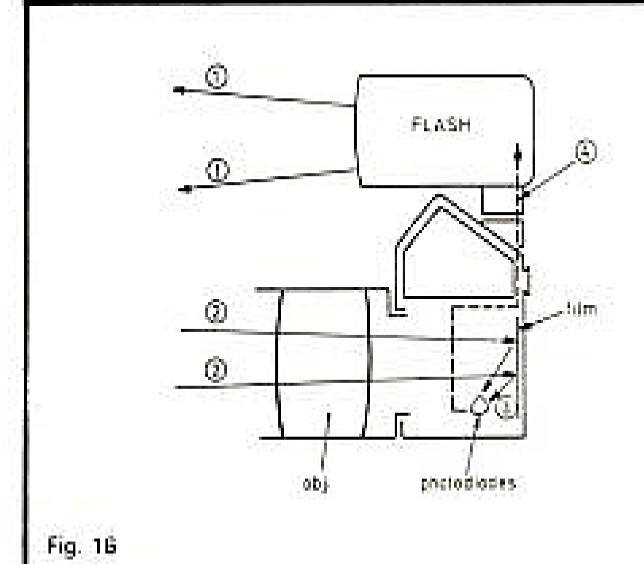
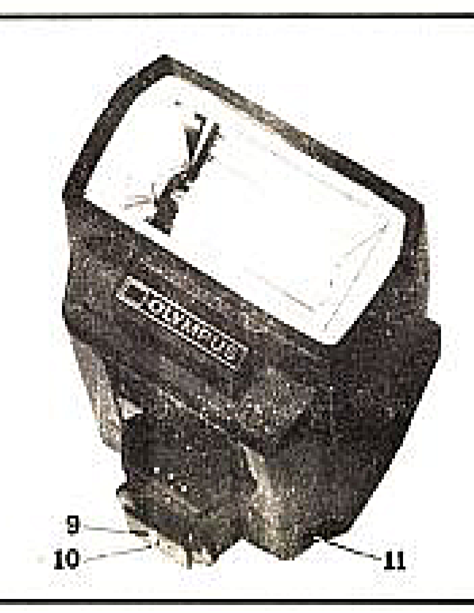


Fig. 16



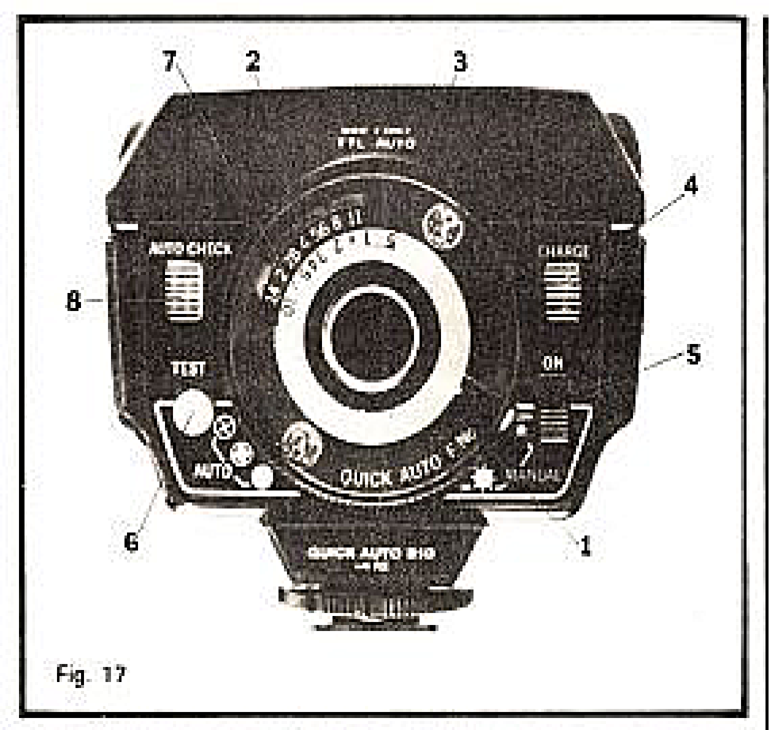


Fig. 17

astucieux, sur les flashes à computer incorporé, tient à ce que la quantité de lumière mesurée est effectivement celle que reçoit la pellicule, quelle que soit la position de la torche par rapport à l'appareil de prise de vue. Ceci résout nombre de problèmes, et notamment celui de la macro-photographie à l'éclair électronique, qui pose habituellement tant de difficultés.

Le Quick Auto 310 comporte cependant aussi un computer incorporé, ce qui autorise son emploi, avec asservissement de l'éclair selon la méthode maintenant classique, sur tous les types d'appareils.

Dans les photographies des figures 17 et 18, on pourra identifier les diverses parties du Quick Auto 310, répertoriées ci-dessous :

1) Réglage et affichage de la sensibilité du film.
2) Sélection du diaphragme pour l'emploi sans l'automatisme de l'OM-2.
3) Réglage « automatique TTL » ou « automatique ».
4) Témoin de charge du condensateur.
5) Interrupteur de mise sous tension.
6) Poussoir de déclenchement manuel.
7) Indication des distances.
8) Témoin de fonctionnement en automatique.
9) et 10) Contacts de déclenchement et d'asservissement par l'OM-2.
11) Prise pour câble de synchronisation.

Ajoutons que ce flash offre un nombre guide de 34 pour une sensibilité de 100 ASA, ce qui permet une portée de 23 m avec l'objectif ouvert à 1 : 1,2. Avec un film de 400 ASA, on dépasse donc les 40 mètres.

Ayant apprécié toutes les qualités de ce flash, nous regrettons de lui avoir découvert un défaut, difficilement acceptable sur un appareil de cette classe : il ne comporte pas d'écran diffusant, accessoire simple et pourtant très utile pour adoucir les éclairages. Le constructeur conseille l'usage d'un mouchoir ou d'un papier calque, ce qui ne nous semble guère rationnel, ni commode.

Nos conclusions

Le « système » OM, puisqu'ainsi l'ont baptisé ses concepteurs, mérite pleinement cette appellation. L'universalité d'un ensemble puissamment servi par le boîtier OM-2, à l'automatisme original et efficace, couvre tous les domaines de l'exploration photographique.

Pour l'amateur, la trilogie boîtier - moteur d'armement - flash 310, constitue un équipement aussi agréable à utiliser qu'efficace, et que complètent des objectifs de haute qualité.

R. RATEAU

LE PREAMPLIFICATEUR CA 202 P ET L'AMPLIFICATEUR CA 200 M



CYBERNET

DEUX nouveaux venus dans le domaine de la Haute-Fidélité.

Cybernet est une firme jeune dont les produits avaient été présentés en avant-première en France lors du Festival du Son de 77. Le démarrage n'a pas été très rapide, aujourd'hui, ces produits sont disponibles, nous n'avons pas eu de mal à disposer de deux d'entre eux. Un amplificateur de puissance de deux fois 100 W une puissance assez confortable et une préamplificateur dont la façade abrite un petit peu plus de boutons qu'à l'accoutumée...

Présentation

Ils sont, tous les deux, tout noirs avec des inscriptions sérigraphiées qui se détachent particulièrement bien. Tous deux possèdent d'origine (et non sur option) des poignées moulées de type rack. Alors que sur les autres appareils, ces poignées s'installent, ici, elles peuvent s'enlever à la demande : si vous voulez un ensemble pas trop industriel.

Deux indicateurs galvanométriques pour les niveaux enregistrement pour le CA 202P et puissance de sortie pour le CA 200M. Cadran bien blanc et aiguille noire pas trop fine. Le constructeur a combiné les commutateurs rotatifs avec les clés, des boutons de toutes tailles sont à portée de main de l'amateur, rassurez-vous, ces boutons ne sont pas tous là à titre d'attraction, nous avons avec le préampli CA 202P, un élément assez différent de ce que l'on trouve habituellement.

Fonctions

Pour l'amplificateur de puissance, nous irons vite, il possède trois paires de sorties commutables individuellement par touches pousse-pousse depuis la façade, les galvanomètres ont une dynamique de 40 dB, c'est pas mal du tout, ils encadrent deux indicateurs de surcharge particulièrement sensibles. Au dessous, un atténuateur (par canal) modifie le gain de trois en trois dB. Le préamplificateur est nettement plus complexe. C'est un véritable mélangeur qui pourrait, le cas échéant faire un travail normalement réservé à une installation de discothèque. Deux entrées phono, trois entrées magnétophones dont une avec reprise, en façade, par une prise DIN, deux entrées auxiliaires dont une en façade (DIN), une entrée radio (tuner) deux entrées micro ont été prévues pour la stéréo, si un seul des micros est installé, on prendra le jack du bas et son signal sera réparti également entre les deux voies.

Le mélange ne se fait pas entre n'importe quelles sources. Trois sources peuvent être choisies, l'une est immuable, c'est le micro, ensuite, un commutateur à clé permet de choisir entre le phono 2 (il doit obligatoirement passer par le mélangeur) et l'entrée auxiliaire 2 qui doit, elle aussi, passer par le mélangeur. La dernière source, c'est tout simplement la source qui aura été choisie sur le sélecteur d'entrées, autrement dit, nous avons le choix entre trois

magnétophones, un tourne-disque (le 1 à sensibilité ajustable) une entrée auxiliaire à sensibilité ajustable, elle aussi et l'entrée radio. Le mélange se fait d'une part entre l'une des sources mentionnées juste avant et celles choisies par la clé, un seul bouton assure le mélange, pour le micro, nous avons une intervention séparée.

Une section de mélange fort intéressante mais dont le maniement exige une petite habitude. Ce n'est tout de même pas aussi simple qu'avec des tirettes.

Beaucoup d'interventions possibles sur le timbre. Le correcteur est un Baxandall auquel le constructeur a adapté un correcteur pour le médium. Les correcteurs de grave et d'aigu voient leur fréquence charnière modifiée par une intervention sur des poussoirs. Une clé met le correcteur de timbre hors service.

Deux filtres passe-haut et bas sont là pour les fréquences indésirables. Silencieux de – 20 dB, correction physiologique commutable, commutateur de mode stéréo, stéréo inverse, mono sur droite, gauche pour les deux voies sont d'autres fonctions annexes que l'on trouvera ici. Une sortie casque est installée sur le préamplificateur, elle dispose de son propre bouton de volume.

L'atténuateur principal est à crans, la commande de balance à cran central. Pour le timbre, nous avons aussi des crans, c'est la mode.

Bonne initiative du constructeur, les indicateurs de niveau donnent le niveau sur la sortie d'enregistrement et non celui de sortie du préamplificateur. Tous les risques de saturation seront ainsi indiqués. Comme en outre, les circuits ont une réserve, une garde, il faudra en faire exprès pour saturer un enregistrement. Il ne manque plus que le générateur interne pour ajuster le gain du magnétophone. Des disques tests gravés à 0 dB feront tout à fait l'affaire, ou plus simplement, on utilisera les tonalités émises le matin en modulation de fréquence avant le début des émissions.

Etude technique

Préamplificateur CA202P.
Des circuits intégrés un peu partout, même pour le préamplificateur RIAA. Tous les circuits intégrés ne sont pas bons, certains constructeurs préfèrent encore les transistors discrets qui reviennent à la charge avec des astuces de montage et des performances améliorées.

Le préamplificateur RIAA est installé en haut et à droite du schéma, les prises sont mises à la masse par un condensateur de 4,7 nF, deux résistances de 100 kΩ, permettent d'obtenir une impédance de charge de 47 kΩ (environ pour la cellule). La résistance R_3 et le condensateur C_3, constituent un filtre passe-bas (fréquence de coupure : 1 MHz environ). La sortie du préampli est rebouclée sur l'entrée avec un réseau classique. La résistance R_{17} fixe le potentiel du condensateur de sortie pour éliminer les bruits de commutation au passage du sélecteur de fonction. Sur ce préamplificateur, nous avons un gain variable, il est obtenu par variation de la résistance de masse du réseau de contre-réaction.

Le second préamplificateur RIAA est dessiné dans le bas du circuit, avec les entrées micro. Ce préamplificateur utilise cette fois un double amplificateur opérationnel genre 1458 (double 741) dont le bruit de fond doit être assez faible. Le réseau de contre-réaction est le même que celui du préampli précédent.

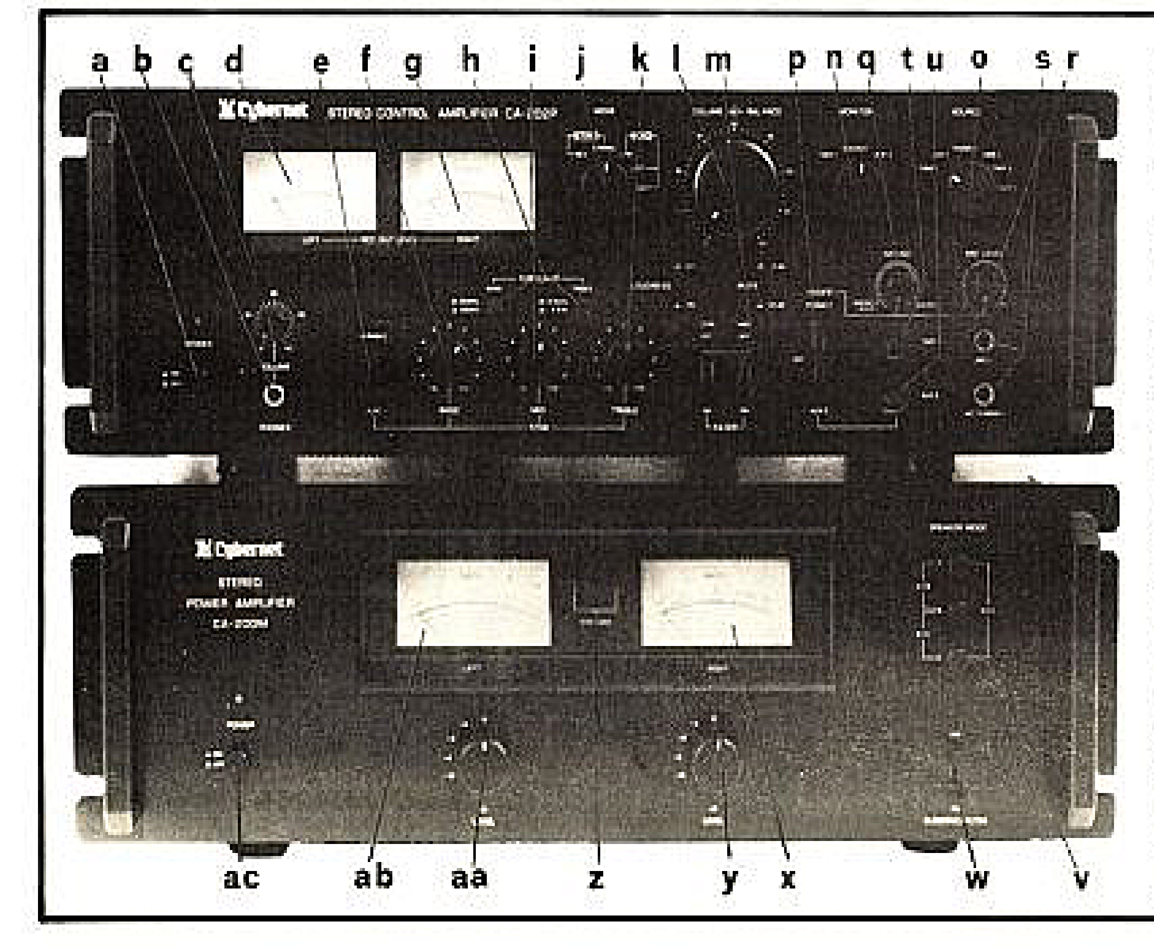
Les préamplificateurs micro par contre sont réalisés à partir de transistors, un PNP, un NPN.

Beaucoup d'interconnexions, nous les passerons sous silence, nous avons évidemment la possibilité, pour deux des magnétophones de l'écoute de contrôle.

Notons pour l'entrée auxiliaire le réglage de gain qui ne permet pas d'éliminer totalement le signal, une résistance étant installée entre la masse et le point le plus froid du potentiomètre.

Un amplificateur différentiel a été employé pour le correcteur de timbre, trois transistors le constituent. Nous avons ici une alimentation symétrique, elle a été mise à profit pour polariser les étages de façon simple, il n'est donc pas étonnant de retrouver certains montages inspirés des techniques de circuits intégrés.

Donc les trois premiers transistors servent de préamplificateur adaptateur d'impédance, on trouve ensuite, monté dans un réseau de



a inter marche/arrêt
b prise casque
c niveau casque
d vumètre gauche
e coupure du correcteur de timbre
f correcteur de grave
g vumètre de droite
h fréquence charnière des correcteurs
i correcteur de médium
j sélecteur de mode
k correcteur d'aigu
l volume et balance
n contrôle magnétophone
o sélecteur d'entrées
p sélecteur de mélange
q dosage du mélange
r mélange micro
s entrée micro
t reprise magnéto 2
u entrée aux 2 (pour mélange)
v sélecteur d'enceintes
w filtre subsonique
x indicateur de puissance droit
y sensibilité d'entrée
z indicateur de surcharge
aa sensibilité d'entrée
ab indicateur de puissance gauche
ac inter marche/arrêt et voyant.

contre-réaction les composantes du correcteur Baxendal. Pas de résistance de décharge des condensateurs, pas de précaution prise ici contre les bruits de commutation, l'une des extrémités des condensateurs reste en l'air, en principe il n'y a pas de raison pour que le condensateur se charge, mais les fuites, mêmes très faibles existent.

Lorsque le correcteur de timbre est mis hors circuit, le signal passe directement du collecteur de Q_{11} à l'entrée du réseau de filtres passe-haut et bas. En suivant le trajet du signal au travers des commutateurs S_2 et S_3, on retrouve la structure bien connue du filtre à source contrôlée.

Deux étages de sortie en classe A, le premier avec Q_3 et 4 est l'étage « de puissance » pour casque. Le second, avec Q_7 et Q_8 est l'étage de sortie principal, les sorties sont couplées à l'extérieur par les contacts d'un relais de temporisation.

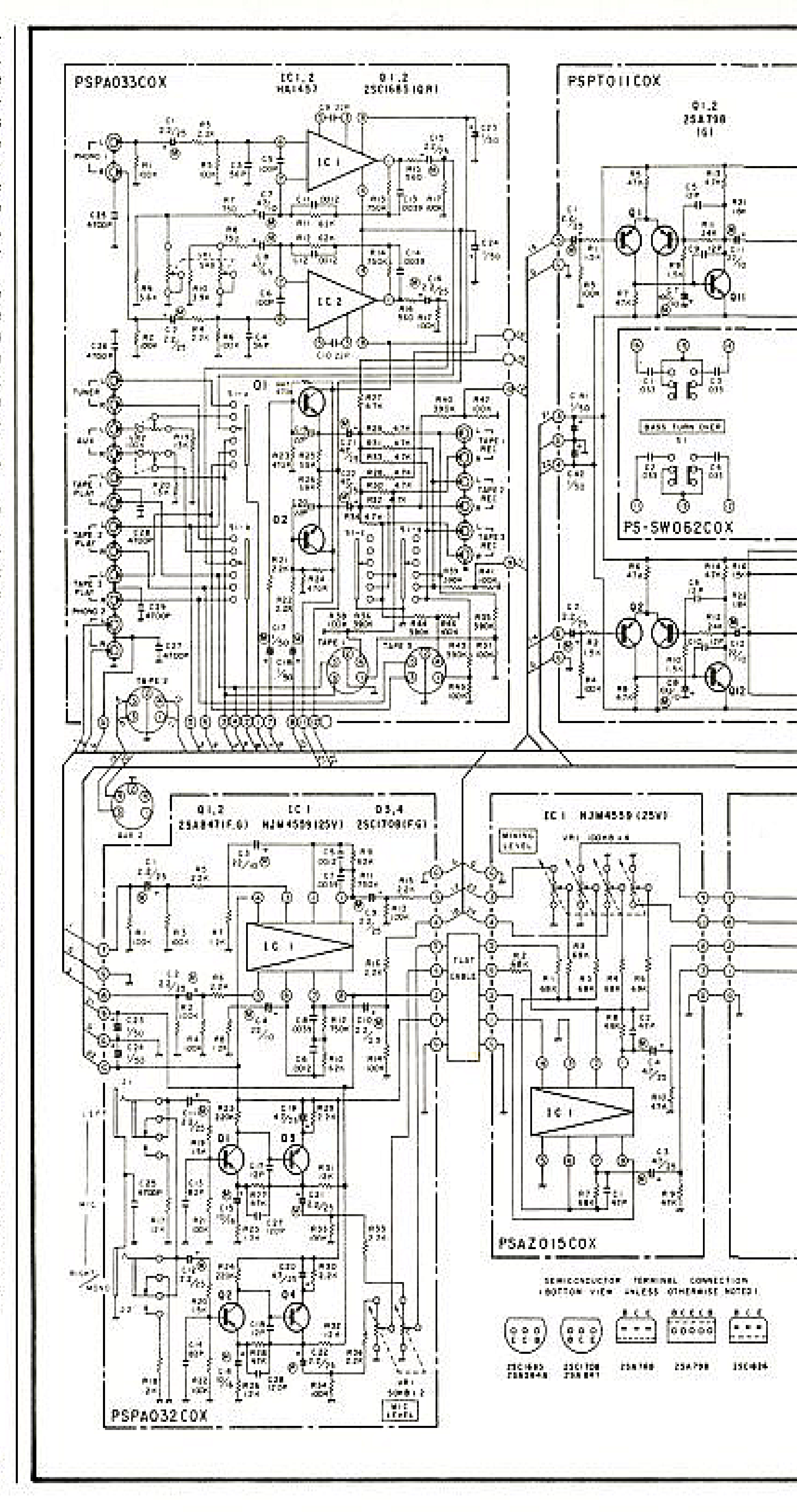
Le mélangeur utilise un amplificateur opérationnel double, l'entrée du signal se fait sur l'entrée inverseuse(2 et 6 de IC1 plaquette PSAZO15COX) la masse étant reliée à l'entrée non inverseuse de ces circuits.

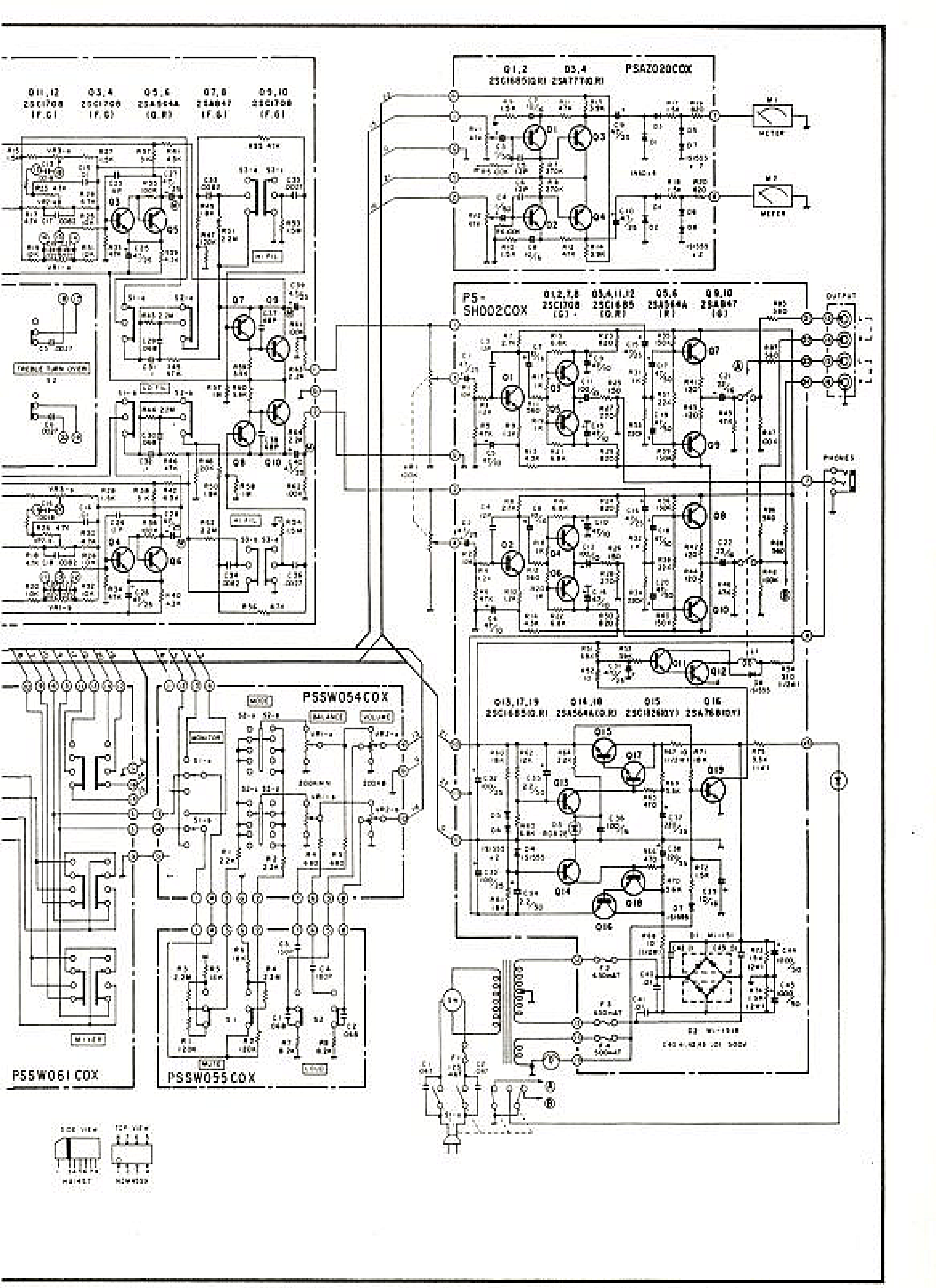
Le dosage est confié un quadruple potentiomètre, VR1 de ce circuit, les deux moitiés de cet élément étant montées avec leurs points fixes inversés.

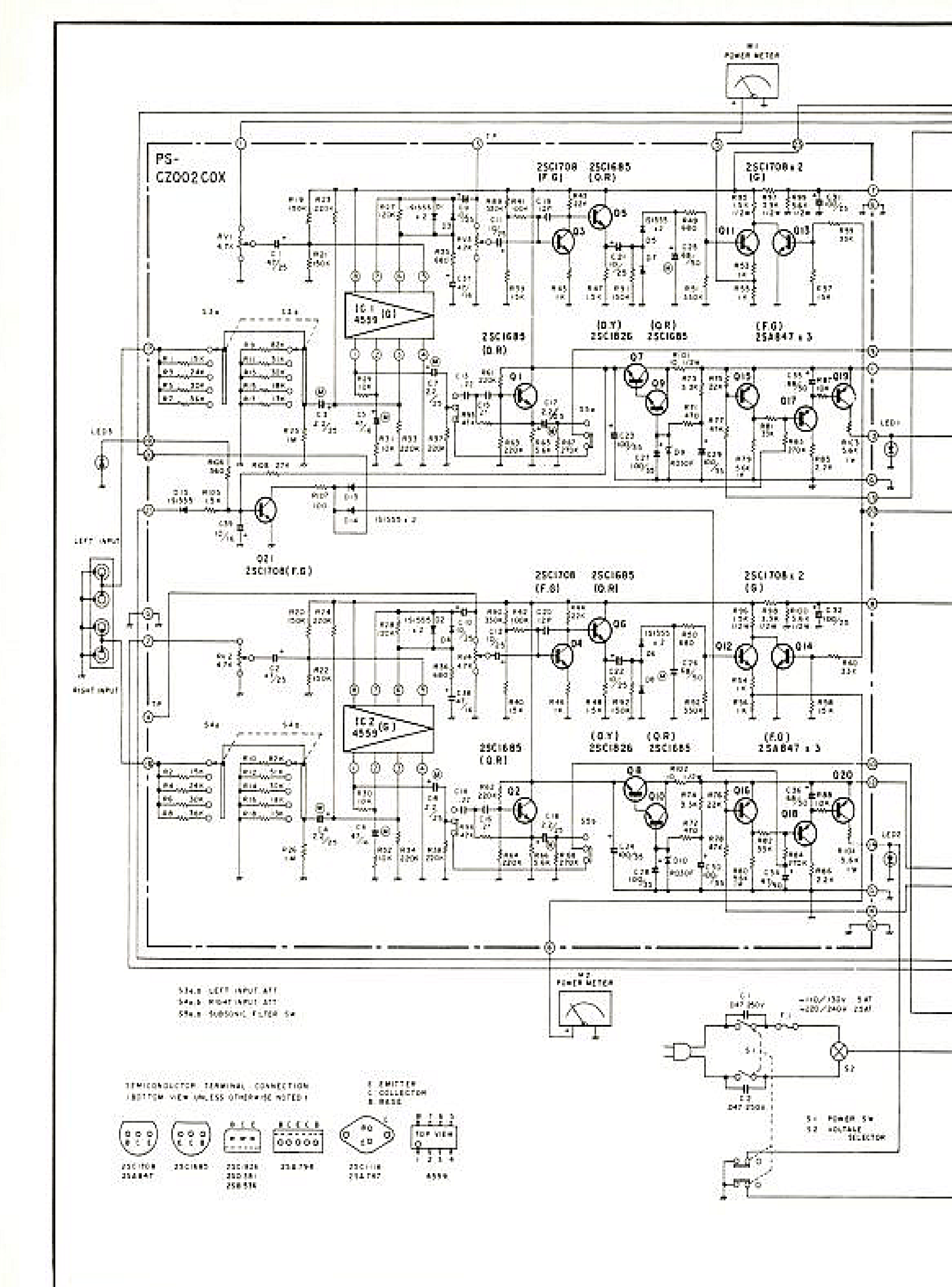
L'alimentation est symétrique, l'une des deux alimentations fixe le potentiel de l'autre, dont la sortie reste symétrique, cette symétrisation permet de maintenir la symétrie de la mise sous tension, donc d'éviter l'apparition d'une tension continue en sortie. Pourtant, le constructeur a jugé, en installant une temporisation que celà n'était pas suffisant.. A l'arrêt, il est pratiquement évident que les alimentations n'étant plus alimentées, la régulation n'existe plus.

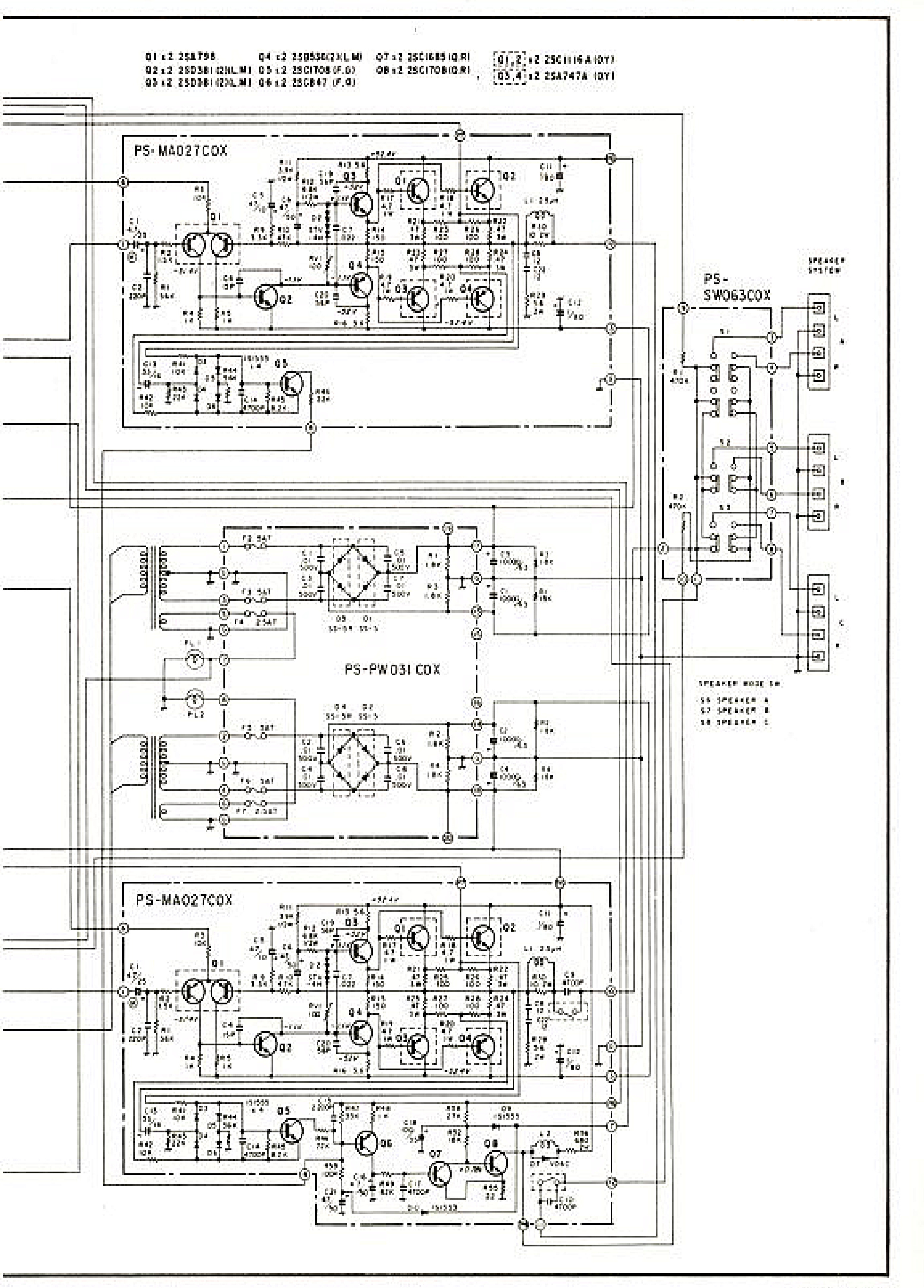
Amplificateur de puissance

Si nous ne considérons que la section puissance, nous




PSAZ020COX
Q1,2 2SC1685(Q,R)
Q3,4 2SA777(Q,R)
METER
PS-SH002COX
Q1,2,7,8 2SC1708
Q3,4,11,12 2SC1685 (Q,R)
Q5,6 2SA564A (R)
Q9,10 2SA847
OUTPUT
PHONES
Q13,17,19 2SC1685(Q,R)
Q14,18 2SA564A(Q,R)
Q15 2SC1826(O,Y)
Q16 2SA768(O,Y)
Q11,12 2SC1708 (F,G)
Q3,4 2SC1708 (F,G)
Q5,6 2SA564A (Q,R)
Q7,8 2SA847 (F,G)
Q9,10 2SC1708 (F,G)
TREBLE TURN OVER
HI FIL
LO FIL
PSSW054COX
MODE
BALANCE
VOLUME
MONITOR
MIXER
PSSW061COX
MUTE
LOUD
PSSW055COX
SIDE VIEW
TOP VIEW


M1
POWER METER
PS-
CZ002COX
2SC1708
(F.G)
2SC1685
(O.R)
2SC1708 x 2
(G)
IC1
4559 (G)
(O.Y)
2SC1826
(O.R)
2SC1685
(F.G)
2SA847 x 3
2SC1685
(O.R)
LED3
LED1
Q21
2SC1708(F.G)
LEFT INPUT
RIGHT INPUT
IC2
4559 (G)
LED2
M2
POWER METER
S4a,b LEFT INPUT ATT
S4a,b RIGHT INPUT ATT
S5a,b SUBSONIC FILTER SW
SEMICONDUCTOR TERMINAL CONNECTION
(BOTTOM VIEW UNLESS OTHERWISE NOTED)
E EMITTER
C COLLECTOR
B BASE
TOP VIEW
2SC1708
2SA847
2SC1685
2SC1826
2SD381
2SB536
2SB798
2SC1116
2SA747
4559
S1 POWER SW
S2 VOLTAGE SELECTOR


Q1 x2 2SA798
Q2 x2 2SD381 (2)(L,M)
Q3 x2 2SD381 (2)(L,M)
Q4 x2 2SB536(2)(L,M)
Q5 x2 2SC1708(F,G)
Q6 x2 2SC847 (F,G)
Q7 x2 2SC1685(Q,R)
Q8 x2 2SC1708(Q,R)
Q1,2 x2 2SC1116A(OY)
Q3,4 x2 2SA747A (OY)
PS-MA027COX
PS-SW063COX
SPEAKER SYSTEM
PS-PW031COX
SPEAKER MODE SW
S6 SPEAKER A
S7 SPEAKER B
S8 SPEAKER C
PS-MA027COX

aurons une structure particulièrement simple. Un amplificateur symétrique à entrée différentielle ; liaison continue, compensation thermique. L'originalité de ce montage réside dans la protection électronique choisie.

Les ponts de diodes D_3, D_4, D_5, D_6 attaquant les transistors Q_5 prennent la tension entre les résistances d'émetteur des éléments de puissance. On a ainsi une estimation du courant de sortie. Le condensateur C_{13} transmet la composante alternative de sortie. En cas de présence de tension continue, nous aurons une prise en compte à partir d'un très faible niveau. Le signal de sortie des transistors Q_5 arrive sur Q_6 pour commander le relais.

Un filtre subsonique commutable est installé entre l'entrée et la sortie, deux commutateurs permettent de passer directement de l'entrée à la section de puissance en évitant les éventuelles perturbations apportées par le transistor du filtre.

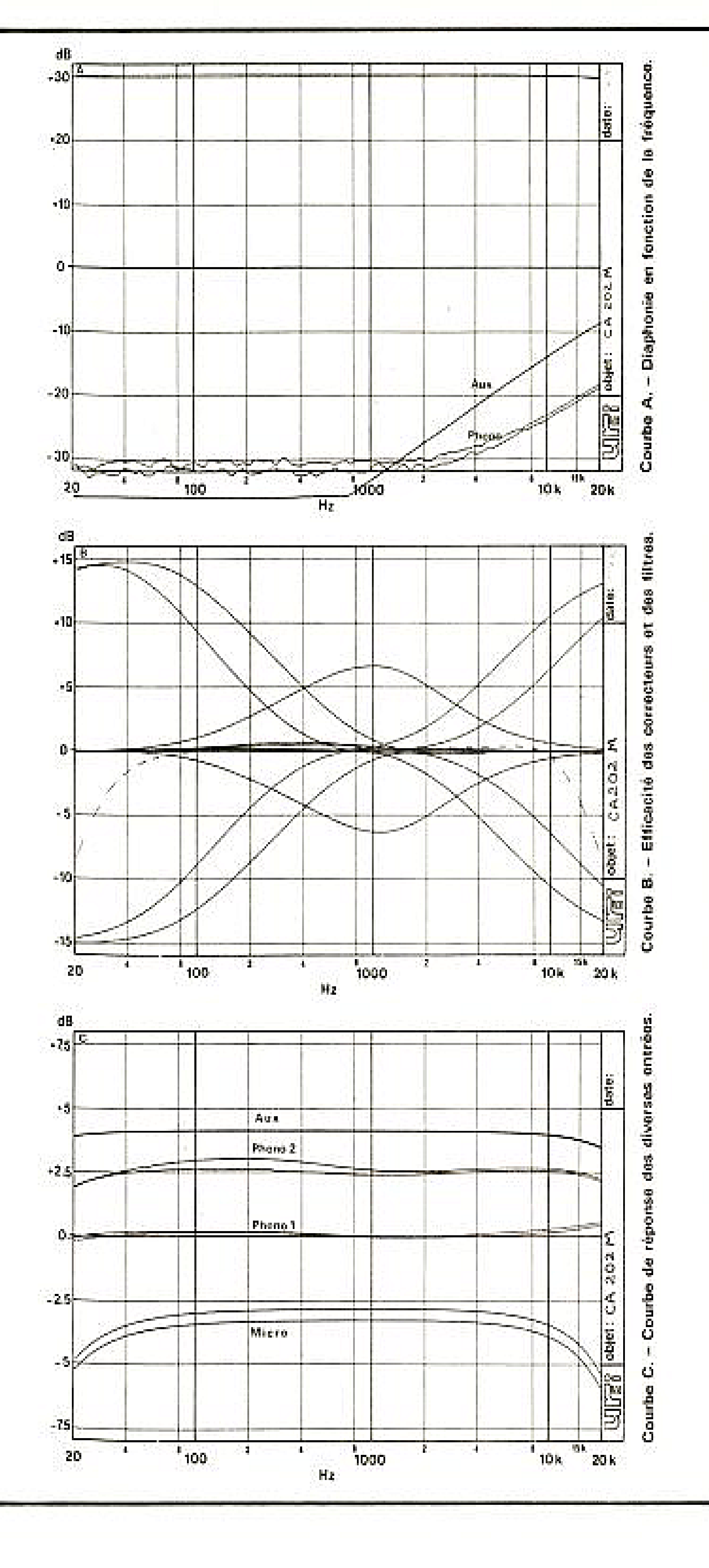
Des diodes électroluminescentes indiquent les surcharges. Elles sont attaquées par Q_{19} et Q_{20}. Q_{15} reçoit la tension d'émetteur des transistors de puissance.

Q_{21} assure la temporisation à la mise en service, l'électronique de sécurité est alimentée par ce transistor.

Les circuits intégrés sont utilisés pour l'adaptation d'impédance à l'entrée. L'autre moitié du circuit sert d'amplificateur logarithmique, la compression est assurée directement sur la tension alternative par des diodes 1S15555 montées dans le circuit de contre-réaction des amplificateurs opérationnels. L'indication de puissance est faite par galvanomètre commandé par Q_{11} ; Q_{13} sert à court-circuiter l'indicateur de puissance lorsque les dispositifs de sécurité sont en service.

Réalisation

Réalisation très luxueuse pour ces deux appareils. Nous avons des châssis qui, traditionnellement cadmiés, sont ici



Courbe A. – Diaphonie en fonction de la fréquence.

Courbe B. – Efficacité des correcteurs et des filtres.

Courbe C. – Courbe de réponse des diverses entrées.

peints en noir, c'est très beau.

Les composants japonais habituels sont tous présents, par exemple, les potentiomètres à crans, les commutateurs à glissière commandés par une crémaillère. Beaucoup de connexions sont réalisées par wrapping, le constructeur a utilisé ici des barettes de broches coudées qui permettent de réaliser l'interconnexion des plaquettes, même celles verticales, une fois les circuits vissés à leur place sur le châssis. Cette technique autorise aussi un câblage automatique.

L'amplificateur de puissance possède deux alimentations séparées donc deux transformateurs, les radiateurs sont très grands, l'utilisation de transistors en parallèle limite les risques de surintensité, la chaleur est en outre un peu mieux répartie sur le radiateur.

Mesures

Beaucoup de chiffres d'abord pour le préamplificateur. Entrée phono 1 d'abord, sensibilité variable de 1,5 à 5,4 mV, saturation très lointaine variant entre 150 mV et 540 mV. Ces tensions sont données à 1 000 Hz. Le rapport signal sur bruit de cette entrée est de 73 dB sans pondération. La sensibilité de l'entrée est alors ramenée à 5 mV par le potentiomètre arrière. A la saturation de ce préamplificateur, nous avons relevé un taux de distorsion de 0,08 %.

Pour l'entrée phono 2, nous avons une sensibilité fixe, elle est de 2,3 mV, c'est la valeur pratiquée par tous les constructeurs japonais. La tension de saturation est située 40 dB plus haut c'est-à-dire à 230 mV. Le rapport signal sur bruit est un peu moins bon (les circuits sont différents) : 71 dB.

L'entrée auxiliaire variable a une sensibilité allant de 145 mV à 1,6 V, la saturation est rejetée au-dessus de 3 V. Le rapport signal sur bruit est de 83 dB.

L'entrée micro a une sensibilité de 4 mV, la saturation est atteinte pour 210 mV, le rapport signal sur bruit, pour la sensibilité maximale est de 62 dB. La tension de sortie nominale, (obtenue lorsque le potentiomètre est à fond et que l'aiguille des indicateurs de niveau est à 0 dB) est de 2 V, la tension maximale est de 7,8 V (limite de saturation). Distorsion de 0,12 % pour cette approche de saturation.

Le correcteur de timbre introduit un léger supplément de bruit de fond. La puissance de sortie de l'amplificateur est de 156 W par canal, sur 4 Ω, elle passe à 112 W sur 8 Ω. Une remarque s'impose pour la puissance, nous avons, sur 4 Ω une intervention avant la saturation des circuits de protection. Comme nous l'avons vu, ces circuits captent le courant dans les transistors, il y aura par conséquent une coupure du courant une fois que la charge sera enlevée, et, par conséquent, un hachage du son à très basse fréquence.

Lorsque les deux canaux sont en service, on note une légère perte de puissance imputable à la chute de tension secteur.

Le taux de distorsion a été mesuré en couplant l'amplificateur et le préampli.

A 1 000 Hz et sur 4 Ω, nous avons 0,07 % à pleine puissance, 0,05 à mi-puissance (3 dB au dessous). Sur 8 Ω, nous avons mesuré 0,06 % à pleine puissance et 0,035 % 3 dB au-dessous.

A 1 000 Hz les chiffres sont pratiquement les mêmes qu'au-dessus, nous ne les donnerons pas.

A 40 Hz, 0,1 % sur 4 Ω à la puissance maxi 0,07 % 3 dB au-dessous. Sur 8 Ω, la distorsion est de 0,09 % à pleine puissance, 0,07 % 3 dB au dessous.

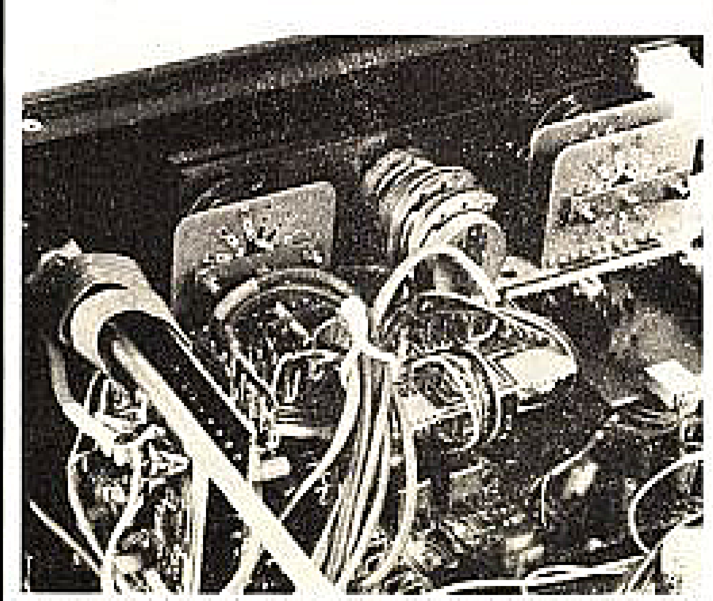
Le taux d'intermodulation est de 0,22 % à pleine et à mi-puissance sur 4 Ω et de 0,11 % sur 8 Ω.

Le rapport signal sur bruit de l'amplificateur seul est de 98 dB.

Nous avons introduit ici une courbe de diaphonie relevée entrée fermée sur résistance, la diaphonie est identique pour les deux voies. Pour l'entrée phono, le trait du bas, ondulé signifie qu'il y a un bruit de fond et que la diaphonie est située au dessous du bruit de fond. Par contre, lorsque la fréquence augmente, nous avons une diminution de la séparation. L'échelle utilisée est de 64 dB, on voit que cette séparation est bonne et en tout cas nettement suffisante.

La courbe B donne l'efficacité des correcteurs avec les deux fréquences charnières : en pointillé, nous avons relevé l'action des filtres passe-haut et bas.

La courbe C donne la réponse en fréquence pour toutes les entrées, phono et micro comprises. Très bonne linéarité dans l'ensemble, limitation volontaire de la bande pour le micro.


Une petite idée du câblage : wrapping, commutateurs pour circuit imprimé, câble plat, prolongateur pour sélecteur d'entrée.

Conclusion

Pas de doute possible, les produits sont bons, la structure particulière du préamplificateur sera appréciée en particulier si on est intéressé par les montages audio-visuels ou tout simplement le mélange. Conception par conséquent utilitaire, le mélange micro était pratique (presque courante) celle de plusieurs entrées réservée à des appareils très particuliers. Deux appareils dignes de garnir un meuble, après tout, il y a de belles poignées.

Etienne Lémery

Caractéristiques techniques

Amplificateur

Puissance de sortie 100 W par canal sur 8 Ω de 20 à 20 000 Hz, 0,05 % de distorsion.

Taux de distorsion harmonique : 0,05 % à la puissance nominale.

Réponse en fréquence : 5 Hz à 80 kHz.

Sensibilité d'entrée : 1 V.

Facteur d'amortissement : 40 à 1 kHz sur 8 Ω.

Bruit de fond : . 110 dB pondéré A, entrée court-circuitée.

Filtre subsonique 10 Hz – 12 dB/octave.

Dimensions : 420 x 150 x 300 mm.

Poids : 10 kg.

Préamplificateur.

Entrées phono 1 : 1,5 à 6 mV/47 kΩ ; 74 dB (IHF A) de S/B.

Phono 2 : 2,5 mV/47 kΩ 74 dB.

Aux. 1 : 150 à 1 500 mV/47 kΩ 90 dB.

Aux. 2 : 150 mV/47 kΩ.

Magnéto : 150 mV/47 kΩ 90 dB.

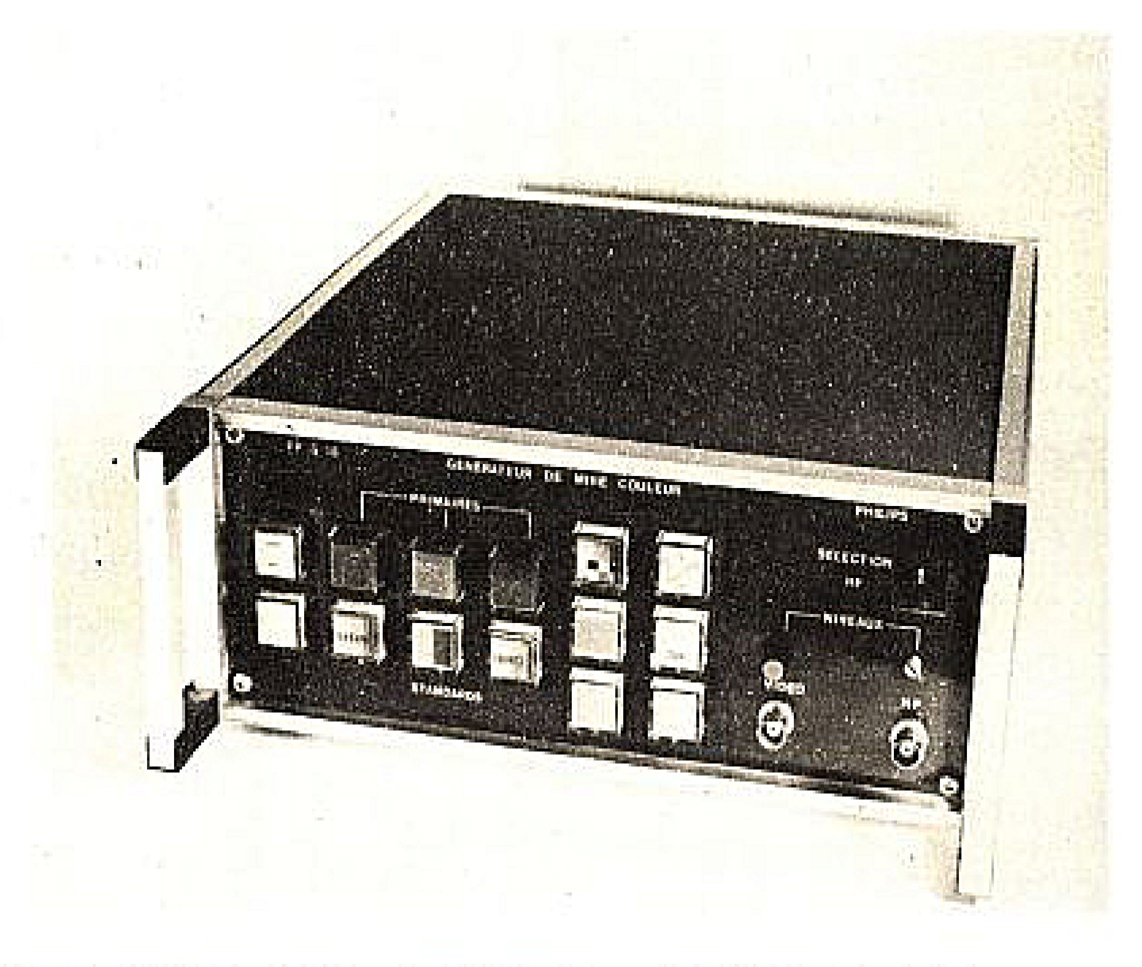
Micro : 4 mV/10 kΩ.

Taux de distorsion : 0,03 % pour une tension de sortie de 2 V.

Dimensions : 420 x 150 x 300 mm.

Poids : 8 kg.

LA MIRE COULEURS



PHILIPS PP 5215

LES générateurs de mire sont devenus des appareils indispensables à tous ceux qui s'occupent de maintenance et de dépannage des récepteurs de télévision en couleurs, ou des magnétoscopes.

Les nouveaux modèles présentés par Philips, forment une série diversifiée et très complète, à laquelle se rattache le type PP 5215 essayé ici.

Présentation générale de la gamme

Tous les appareils de la série (PP 5514 et PP 5215 au standard SECAM, PP 5516 et PP 5217 regroupant les standards PAL et SECAM), sont présentés dans des coffrets de mêmes dimensions, très compacts : 110 mm de hauteur, 280 mm de largeur et 310 mm de profondeur, pour une masse d'environ 5 kg.

L'alimentation s'effectue indifféremment sur les secteurs alternatifs 50 Hz de 110 V à 250 V, grâce à une commutation automatique et à une stabilisation soignée. Sous 220 V, la consommation est d'environ 30 W. L'appareil est livré avec un cordon de sortie de 75 Ω, raccordable sur prise BNC.

Toutes ces mires sont commandées par des claviers à touches, et les derniers modèles comportent un repérage lumineux du clavier, dont les touches enfoncées s'illuminent par transparence.

Le câblage est réalisé sur des platines enfichables, et les fréquences de balayages de lignes, des sous-porteuses couleur, et des signaux de sortie HF, sont verrouillées par quartz.

Caractéristiques de la mire PP 5215

Il s'agit du modèle exclusivement conçu pour le standard SECAM.

Signaux vidéo

Ils comportent les informations suivantes :

- échelle des barres à 8 teintes, avec saturation à 75 % ;
- quadrillages et points de convergence, permettant les contrôles de linéarité des bases de temps des récepteurs, et de la convergence sur les anciens modèles de tubes couleurs ;
- huit signaux de pureté, couvrant chacun la totalité de l'écran : blanc, bleu, vert, rouge, jaune, magenta, cyan et noir ;
- échelle des gris en huit barres ;
- clignotement pour le contrôle des circuits « portier » ;
- sous-porteuses verrouillées en phase ;
- une image vidéo composite regroupe les barres de couleurs, l'échelle des gris, et des pavés de traînage ;
- possibilité de couper au choix les trois couleurs primaires, les sous-porteuses et les signaux d'identification SECAM ;
- sortie vidéo sur 75 Ω, au potentiel de la masse ;

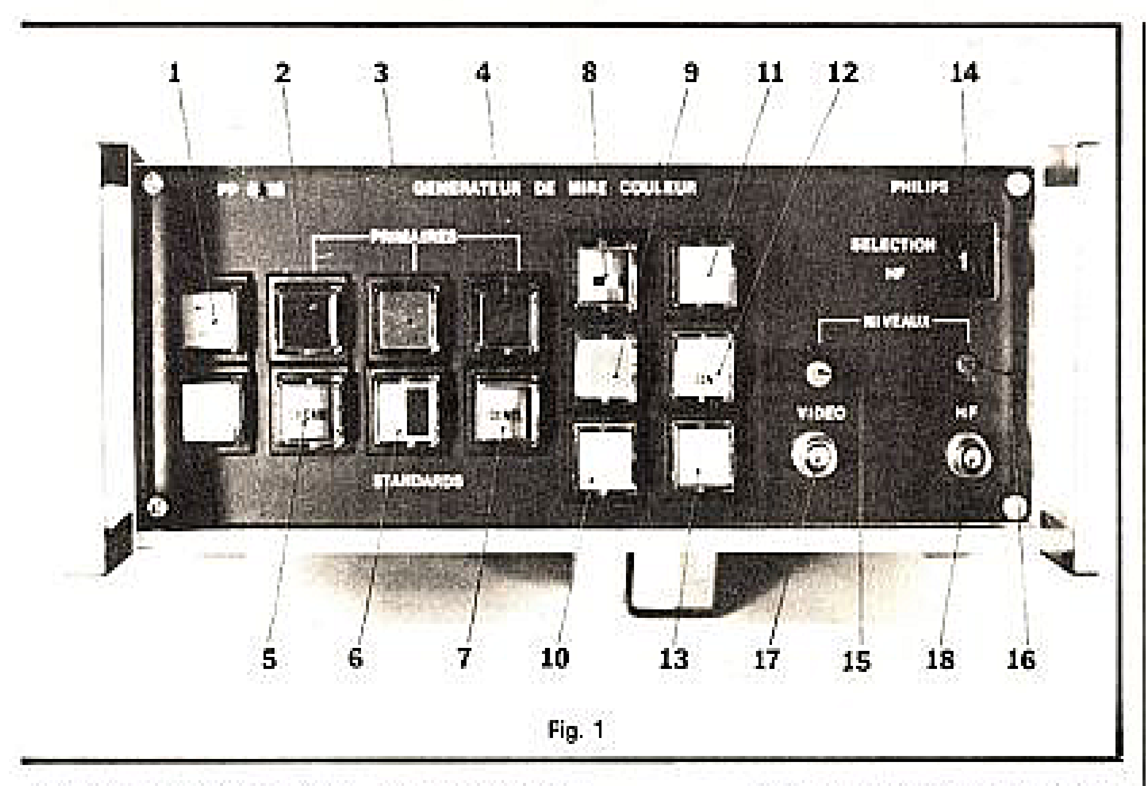


Fig. 1

14 - sélection du canal de la porteuse
15 16 - commandes des niveaux de sortie
17 - borne BNC de sortie vidéo
18 - borne de sortie HF.

Comme nous l'avons signalé plus haut, les boutons poussoirs s'illuminent lorsque la fonction correspondante est enclenchée. Joint à la clarté de repérage des commandes, ce perfectionnement autorise une prise en mains très rapide, et intuitive.

– niveau réglable de 0 à 2,4 V (jusqu'à 1,2 V sur 75 Ω).

Signaux HF

– La platine « modulateur » peut recevoir 1 à 4 modules oscillateurs VHF.
– Niveau de sortie HF réglage de 0 à 5 mV.

Son

La porteuse son, obtenue par quartz d'intervalle, est toujours présente, modulée ou non, dans le signal de sortie HF.

Cette caractéristique est intéressante pour les récepteurs dont la commande automatique de fréquence est réglée sur le son.

Utilisation de la mire PP 5215

La photographie de la figure 1, précise le rôle des différentes commandes disponibles en façade :

1 - interrupteur général de mise sous tension
2, 3, 4 - poussoirs de sélection des trois couleurs primaires : rouge, vert et bleu. La combinaison de ces trois touches donne évidemment le blanc, tandis que les combinaisons partielles, deux à deux, donnent le jaune, le magenta ou le cyan
5 - mise en service du codage SECAM
6 - fonctionnement en noir et blanc
7 - clignotement automatique des signaux d'identification
8 - commande d'affichage de la mire composite, comportant les barres de couleur, l'échelle des gris et les pavés de traînage
9 - commande du quadrillage avec signal de centrage
10 - commande de la mire de linéarité
11 - poussoir d'inversion de la polarité des signaux vidéo (modulation positive ou négative)
12 - commande de la modulation à 1000 Hz de la porteuse « son »
13 - mire de points (contrôle de pureté)

A l'intérieur du coffret

Les différentes platines de circuits imprimés, qui se partagent les principales fonctions de la mire, sont enfichées verticalement sur le circuit principal d'interconnexion. La carcasse du châssis, très rigide, est munie de glissières de guidage (fig. 2).

Tout le bloc arrière du coffret, maintenu par quatre vis, regroupe les circuits d'alimentation, y compris le transformateur (fig. 3). Sur la photographie de la figure 4, enfin, nous avons regroupé trois des platines : on peut remarquer la qualité, et même la beauté du câblage, soigné jusque dans ses moindres détails. La position des connecteurs exclut toute erreur de mise en place.

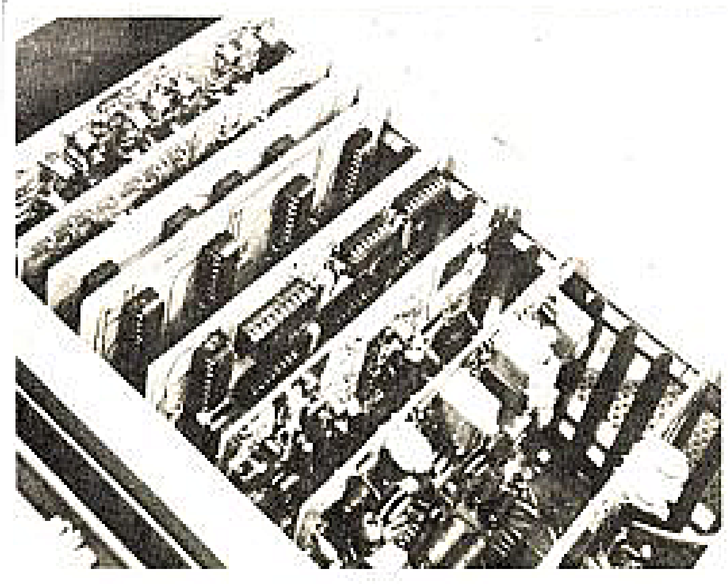
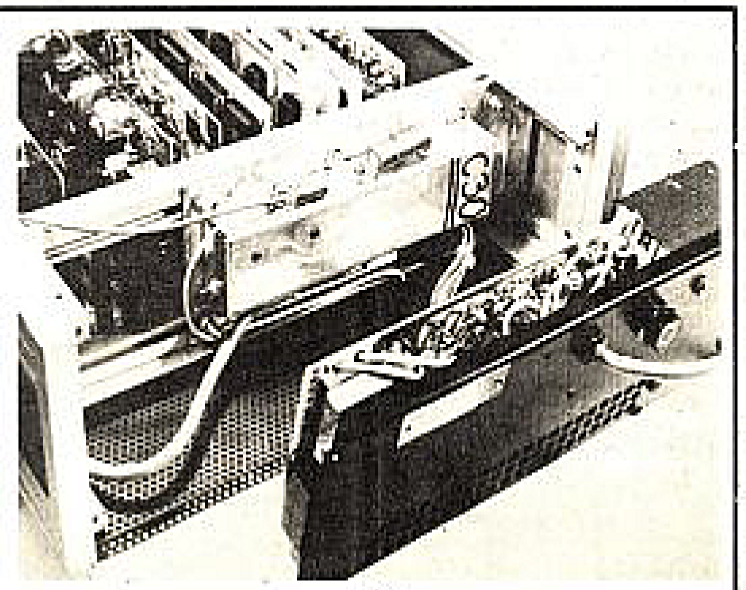


Fig. 2


Fig. 3

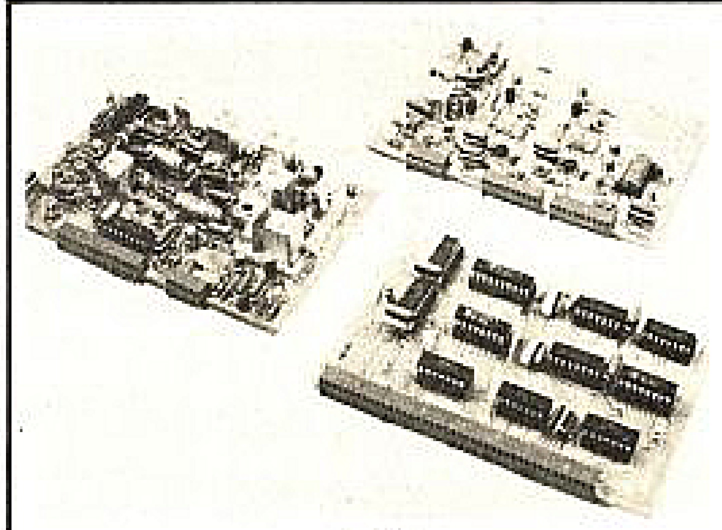


Fig. 4

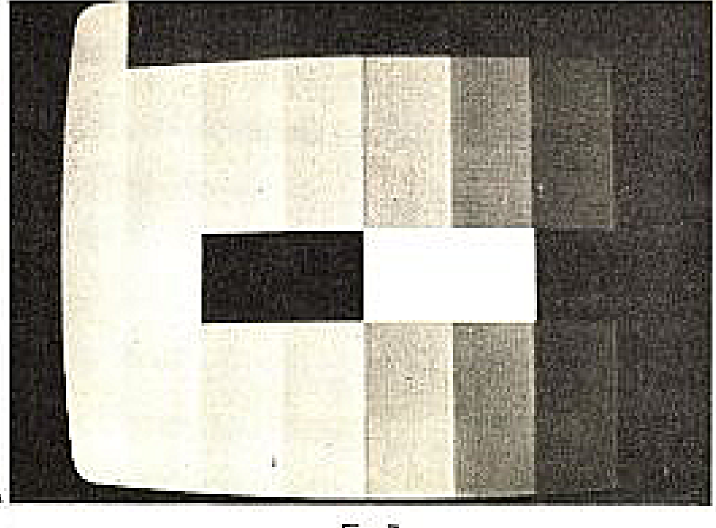


Fig. 7

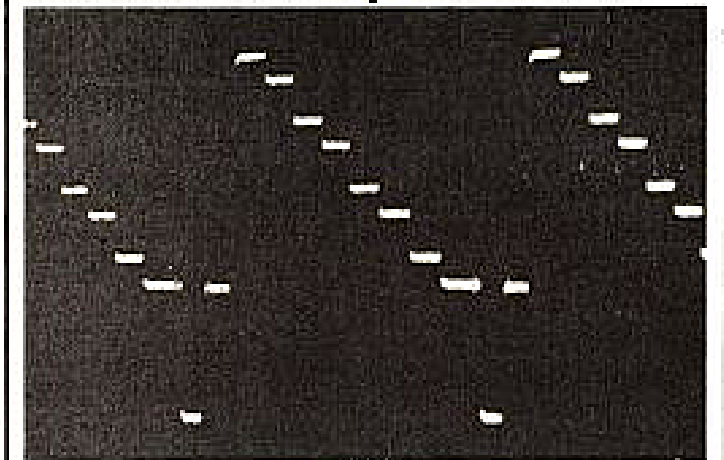


Fig. 5

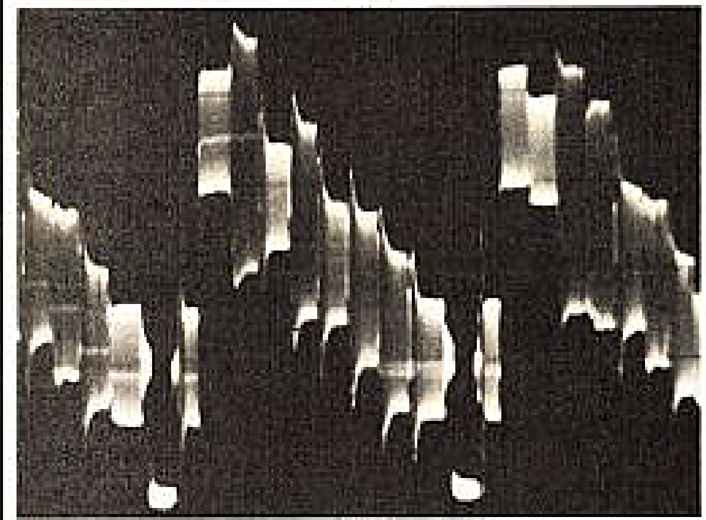
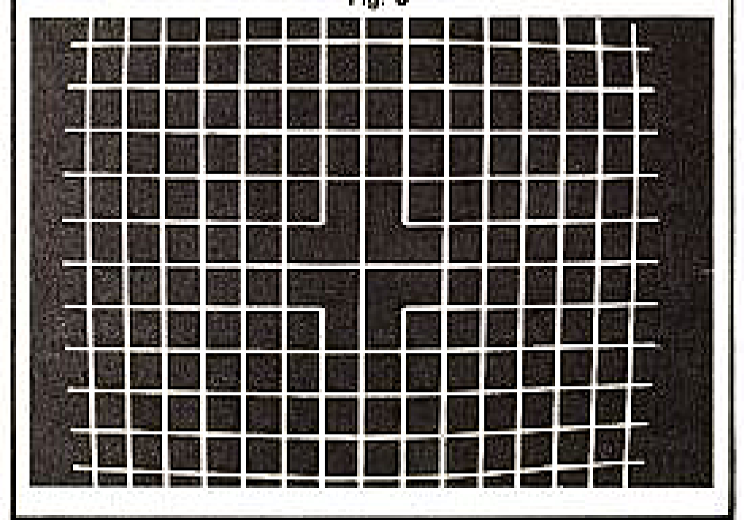


Fig. 6



Quelques résultats d'utilisation

De nos essais, nous avons extrait quelques oscillogrammes, ainsi que des vues directement photographiées sur l'écran d'un téléviseur, et pour lesquelles nous regrettons évidemment l'impossibilité de publier ici des clichés en couleurs.

L'oscillogramme de la figure 5 correspond à l'échelle des gris. On y reconnaît les huit paliers de tension correspondant aux huit bandes de la mire, ainsi que l'impulsion de synchronisation de ligne. L'oscillogramme de la figure 6, lui, correspond à la mire des bandes de couleurs; on y reconnaît également les huit bandes, et nous avons pu, par réglage de la synchronisation de l'oscilloscope, séparer deux lignes successives.

La photographie de la figure 7 est celle de la mire quadrillée de centrage, qui comporte 12 sur 16 carreaux. L'autre quadrillage, que nous n'avons pas photographié, est formé de grands carreaux (8 horizontalement et 6 verticalement).

La dernière photographie enfin (fig. 8) est celle de la mire composite. On y distingue, en haut, la succession des barres de couleur, qui surmonte les pavés de traînage, noir et blanc. Au-dessous s'étend l'échelle des gris, et, enfin, une nouvelle bande avec les barres de couleur.

Nos conclusions

La mire PP 5215 de Philips, que nous avons eue entre les mains, est un modèle nouveau, pour lequel la notice finale d'utilisation est encore au stade de la préparation. Les schémas mis à notre disposition par le constructeur, sont des calques pour lesquels nous n'avions pas les références des circuits, et par conséquent difficiles à analyser : nous espérons que l'occasion nous sera donnée d'y revenir.

Pour l'instant, nous nous bornerons à apprécier la qualité de ce matériel, jointe à une extrême facilité d'emploi. Celle-ci tient à la fois à la présentation, à la combinaison très étudiée des commandes, et à la qualité des signaux délivrés. Si on y ajoute la portabilité (faible encombrement et faible masse), il s'agit sans conteste d'une mire, ou plus exactement d'une famille de mires, qui intéressera les services après-vente de bien des professionnels spécialisés dans les téléviseurs et les magnétoscopes.

R. RATEAU

REALISEZ UNE CAMERA TV DE QUALITE



LA réalisation d'une caméra TV, noir et blanc, est certainement l'un des exercices d'électronique parmi les plus passionnants ! Cela vient sans doute de ce que l'apparition d'une image cohérente et « vivante » sur l'écran du téléviseur, constitue une sorte de miracle, dont l'explication, malgré la diffusion massive de la « télé » est encore inaccessible à la majorité de nos concitoyens.

Par ailleurs, la réalisation en elle-même n'est pas très simple, certains circuits sont complexes : il est fait appel autant aux techniques digitales qu'aux linéaires, ces dernières posant évidemment beaucoup plus de problèmes que les autres. Enfin, quand vient le moment de passer à la concrétisation du projet, on s'aperçoit qu'il y a un abîme entre le schéma et l'appareil terminé. En effet, à partir du moment où l'on désire obtenir une caméra compacte, les voisinages entre certains circuits posent de redoutables problèmes au réalisateur. Les circuits impulsionnels rayonnent sur les amplificateurs sensibles et agrémentent l'image de fioritures dont on se passe fort bien. Ainsi, lors de l'étude de la maquette, alors que le fonctionnement était parfait avec une disposition des plus aérées et de nombreux fils de liaisons, nous eûmes beaucoup plus de mal à retrouver la même qualité dans les dimensions réduites que nous nous étions imposées. Nous ne saurions donc trop vous recommander de suivre au... millimètre près, les dispositions mécaniques que nous indiquerons, à moins que vous n'aimiez les difficultés (... chacun ses goûts !!) Ces dispositions ont d'ailleurs été minutieusement étudiées pour avoir tout à la fois une réalisation facile, un montage aisé, une accessibilité aussi bonne que possible.

Evidemment, il y aura de la tôle à plier ! Nous ne le regrettons pas et nous espérons même que cela découragera quelques amateurs trop peu soigneux ! Par contre, pour ceux qui aiment le travail soigné, pour ceux qui apprécient autant la présentation que le fonctionnement, alors, mes amis... « pourléchez-vous les babines !! » car de grandes satisfactions vous attendent !

La caméra DCV1 que nous vous présentons est de classe professionnelle. On en trouvera plus loin les caractéristiques détaillées, mais nous voulons dès à présent attirer votre attention sur quelques points particuliers, qui en font l'originalité :

– Le générateur de signaux de synchronisation est construit en technologie C.MOS, assurant une consommation aussi réduite que possible. Les signaux fabriqués sont rigoureusement conformes aux normes 625 lignes Européennes et, ce qui est notable, obtenus sans aucun réglage : Tous les temps étant créés par additions, soustractions, divisions de temps élémentaires issus d'un quartz. Aucune dérive dans le temps n'est possible. La référence est indépendante du réseau.

– Le vidicon choisi, (c'est-à-dire le « tube image ») est un modèle de un pouce (2,54 cm) ce qui est peu courant car la quasi totalité des caméras du commerce ont un modèle de 2/3 de pouce. Ces derniers exploitant une image optique plus petite ont une résolution plus faible. Ils requièrent d'autre part des optiques spéciales. Avec le modèle choisi, compte tenu cependant de la qualité que l'on pourra financièrement s'offrir, on peut prétendre à passer 750 points en mode vidéo directe, ce qui est bien meilleur que ce que vous avez l'habitude de voir à la «télé» ! Une telle qualité n'est pas très courante.

– L'amplificateur vidéo des signaux issus du vidicon est muni dans notre caméra, d'un système de commande automatique de contraste (C.A.C.) permettant une utilisation facile lors de prises de vues de scènes tantôt fort éclairées, à d'autres plus sombres. Cette particularité n'est pas exceptionnelle et la quasi totalité des modèles du commerce possèdent ce dispositif. Mais par contre nous avons aussi un système d'alignement automatique des signaux vidéo, au niveau du noir et cela est bien plus rare ! Ainsi, si vous passez d'une image lumineuse à une image sombre, non seulement le C.A.C. corrigera le contraste, mais les noirs de la première image auront le même niveau que ceux de la seconde, sans retouche au téléviseur associé.

– L'optique d'une caméra est une pièce importante et

chère. De sa qualité dépend évidemment celle de l'image obtenue. Le choix du vidicon de un pouce nous a permis de prendre des objectifs Photo, type 24 × 36 mm, interchangeables à vis ou à baïonnette. En effet, qui n'a pas déjà un bon réflexe dans ses armoires ? Il suffit alors de lui emprunter « ses lentilles ». De plus, dans ce domaine, il existe un choix considérable : il est possible de sélectionner l'ouverture, la focale... convenant le mieux à l'application envisagée. On peut utiliser filtres, zooms... tous ces accessoires restant disponibles pour la photographie. Enfin, le réglage de diaphragme de l'objectif augmentera encore les possibilités d'adaptation et permettra les prises de vues allant des scènes « plein soleil » aux prises de vues intérieures sans éclairage additionnel.

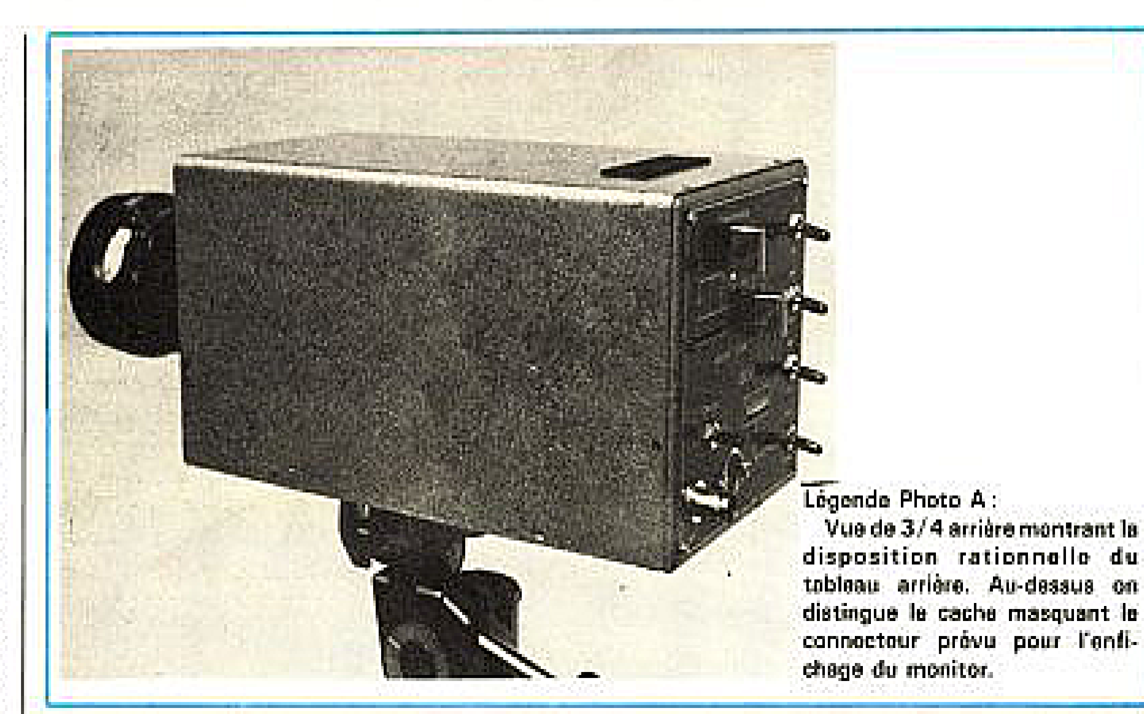
– Notre caméra DCV1 s'alimente en 12 V continu, avec une consommation très réduite. (de l'ordre de 400 mA) Cette tension sera fournie selon le cas, par une alimentation secteur, ou par une batterie... de voiture par exemple. Les prises de vues dans la nature sont ainsi permises, d'autant que le générateur de synchro est piloté par quartz et donc indépendant du secteur.

– Enfin, pour en terminer avec les particularités essentielles de la caméra DCV1, signalons que nous décrirons à la suite :

– un modulateur permettant l'attaque directe des téléviseurs par la fiche d'antenne et assurant à la fois le transport de l'image, mais aussi du son, à une distance quelconque et à autant de téléviseurs qu'il est utile. Notons cependant que, en liaison « vidéo directe », on ne commence à noter une légère dégradation de la qualité de l'image que lorsque le câble coaxial ordinaire 75 Ω, dépasse... 250 m !

– un monitor de contrôle s'enfichant sur la caméra, sous forme de viseur électronique. Les deux appareils formant ainsi un bloc compact. Les liaisons se font par connecteur invisible.

Nous espérons que ces premières lignes vous ont convaincu de l'intérêt de la présente description et qu'elles vous ont donné le désir de la réalisation. Nous tenons à remercier notre ami Daniel Duquesnoy pour le travail considérable de mise au point qu'il a fourni pour concevoir et réaliser la maquette. Nous le félicitons pour la qualité de ce travail et pour celle des résultats obtenus. Nous sommes persuadés que les lecteurs du Haut-Parleur apprécieront !



Légende Photo A :
Vue de 3/4 arrière montrant la disposition rationnelle du tableau arrière. Au-dessus on distingue le cache masquant le connecteur prévu pour l'enfichage du monitor.

Caractéristiques de la caméra DCV1

– Vidicon de un pouce. Type TH9810 de Thomson-CSF. Modèle à grilles séparées. Faible intensité de chauffage : 150 mA. 850 points au centre typiques.

– Déviateur de Gerhard type Bv. 200/1b5.

– Objectif type Photo 24 × 36 mm. Focale au choix.

– Référence de temps par quartz 1 MHz.

– Platine synchro C.MOS sans réglage.

– Standard rigoureusement conforme au 625 lignes/50 Hz européen. Balayage entrelacé.

– Résolution : 750 points au centre.

– Sortie vidéo directe standard 1 Vcc/75 Ω.

– Charge 75 Ω intérieure ou extérieure commutable.

– Contrôle automatique de cible (C.A.C) commutable en manuel. (2000/1)

– Alignement automatique de la vidéo, au niveau du noir.

– Circuit de sécurité assurant la protection du vidicon sur panne de balayage.

– Commandes extérieures réduites :

– Vernier de concentration.

– Contrôle de cible en manuel.

– Choix de la polarité vidéo : positive pour usage normal. Négative pour utilisation de négatifs photos.

– Courant de faisceau préréglé.

– Circuit de mesure vidéo et alimentation.

– Alimentation entièrement stabilisée et protégée des courts-circuits et débits excessifs. Entrée en tension continue de 11 à 22 V. Consommation sous 12 V : 400 mA.

– Technologie : semi-conducteurs. 24 transistors et 25 circuits intégrés.

– Dimensions : 24 × 12 × 12 cm sans objectif.

– Réalisation : entièrement sur circuits imprimés déconnectables.

– Accessoires prévus :

– Modulateur UHF image et son, piloté quartz.

– Monitor enfichable sur la caméra.

– Bloc d'alimentation secteur.

– Prix de revient : Question souvent posée par les lecteurs et de réponse difficile, car ce prix dépend essentiellement de la classe des composants achetés. Deux exemples. Le vidicon peut coûter de 150 F (modèle de surplus) à plus de 1500 F (modèle neuf de classe supérieure, vendu avec certificat de garantie individuel, précisant exactement le nombre et la dimension des minuscules défauts affectant la cible). Chaque résistance ajustable peut valoir de 1,5 F (modèle grand public) à plus de 10 F (modèle professionnel). Comme on le constate, le prix d'une réalisation peut ainsi varier de 1 à ... 10 !! Disons, sans nous engager trop, que pour une bonne qualité moyenne, l'investissement devrait se situer entre 600 et 800 F, sans compter l'objectif et la tôlerie.

Nous signalons que la maison Selectronic, 14, bd Carnot, 59800 Lille, pourra fournir tous les composants de cette réalisation, y compris les circuits imprimés et faces avant et arrière décoratives. Par contre, la tôlerie restera à exécuter.

A. Étude théorique

I. Principe de fonctionnement

Nous l'avons déjà signalé, la pièce maîtresse d'une caméra TV est le tube de prise de vues. Pour une caméra compacte et de prix de revient abordable par l'amateur, le vidicon est pratiquement le seul tube

image possible. Ce n'est pourtant pas le seul existant et le tableau 1 vous donne quelques éléments de comparaison avec d'autres types.

Le vidicon est choisi pour toutes les applications grand public, ou de surveillance industrielle. Le Silicon, n'est recherché que pour des prises de vues dans une quasi-obscurité. Le Plumbicon est très utilisé dans les caméras couleur. L'Orthicon est le tube par excellence des lourdes caméras de studios.

LE VIDICON (Vidéo : voir : Icône : image) ressemble beaucoup à un tube cathodique de mesure ou à celui d'un téléviseur. Son fonctionnement est très comparable, à ceci près que dans le tube cathodique, la variation du courant de faisceau fait varier la luminosité du spot, alors que dans le vidicon c'est au contraire la lumière atteignant la cible qui provoque les variations du courant de cette cible. On retrouve donc dans le vidicon, les mêmes parties. Voir figure 1.

– A l'arrière de l'ampoule de verre bien cylindrique, le canon à Électrons comprenant :

– un filament portant au rouge une cathode émissive d'électrons ;
– une grille d'accélération g_2 portée à une tension de quelque 300 V et attirant les électrons ;
– une électrode de concentration statique g_3 permettant l'obtention d'un pinceau mince d'électrons nécessaire au balayage de la cible ;
– une grille de contrôle g_1 (correspondant au Wehnelt d'un tube cathodique) réglant la densité du « tir électronique ».

– A l'avant de l'ampoule, avec connexion extérieure annulaire : la cible, constituée d'une mosaïque photoconductrice et sur laquelle se forme l'image optique créée par l'objectif. Par ailleurs, sur cette même cible, dont nous verrons plus loin le fonctionnement, tombe le faisceau d'électrons en provenance du canon.

A proximité immédiate de la cible, une grille g_4 sert à fournir un champ décélérateur uniforme, de sorte que le faisceau électronique tombe sur la couche sensible, bien perpendiculairement et à faible vitesse.

Lorsqu'une image optique se forme sur la cible, portée à un potentiel continu de quelques dizaines de volts, chaque point devient d'autant plus conducteur qu'il reçoit de lumière. Il constitue ainsi, une sorte de micro-condensateur élémentaire. La face interne de la cible présente donc une image électrique positive de la scène projetée. Le pinceau électronique de balayage va, en passant successivement sur chaque élément « décharger » le condensateur élémentaire. Le pinceau passé, le condensateur se recharge aussitôt provoquant un appel de courant dans la résistance de charge de la cible. Au cours de l'analyse de l'image, cette résistance est ainsi le siège de variations de débits correspondant exactement aux variations de luminosité des points analysés. La polarité du signal recueilli au point « chaud » (côté cible), de la résistance est telle que les blancs de la scène font baisser la tension cible : la phase est négative.

TABLEAU 2			
Régime	Bas	Moyen	Haut
U/g_4	300 V	500 V	900 V
U/g_3	180 V	325 V	600 V
U/g_2	300 V	300 V	300 V
Points au centre	750	850	950
Points aux coins	350	450	550

Le vidicon utilisé dans la caméra DCV1 est le modèle TH9810 de la Thomson. Il se distingue de types plus anciens par le fait que les électrodes g_3 et g_4 sont séparées. En effet, un défaut du tube vidicon en général est de donner sur les bords de l'image une définition bien inférieure à celle de la zone centrale. La séparation des deux électrodes en question, avec une adaptation de leurs potentiels, autorise une amélioration sensible sur ce plan. Comme le montre le tableau suivant, les performances du 9810 dépendent essentiellement du régime de fonctionnement.

Nous avons choisi le régime « bas » car 750 points au centre sont plus que suffisant, les téléviseurs normaux, voire les tubes cathodiques, ayant déjà beaucoup de peine à les restituer ! Par ailleurs, au-delà, la complexité de l'ampli vidéo de la caméra augmente beaucoup, le problème du rapport signal/bruit déjà difficile devient inextricable. Comme pour toute chose il faut rester sage !

Le choix du vidicon Thomson n'est nullement impératif, tous les vidicons ordinaires de un pouce conviennent, quel que soit le fabricant. Pour tous ceux que nous connaissons d'ailleurs, les caractéristiques mécaniques et le brochage sont identiques. Voir la figure 2. On peut aussi utiliser un vidicon à grilles g_3-g_4 réunies. Par exemple un vieux TH9805 nous a donné de très bonnes images.

– Bien sûr, l'analyse de l'image optique ne peut se faire que par un balayage convenable de la cible par le faisceau. Il est donc nécessaire de dévier celui-ci. Ce résultat est obtenu par un déviateur magnétique externe.

Rappelons que l'homme ne sait pas encore envoyer globalement le contenu d'une image, mais qu'il doit la décomposer point par point et transmettre ces renseignements les uns après les autres. Cette analyse se fait exactement à la manière dont vous lisez ce texte : caractère par caractère dans une ligne (de gauche à droite) puis ligne après ligne (de haut en bas)

Nous l'avons dit : la déviation du faisceau est magnétique. Des bobines H et V du déviateur, disposées autour du col du vidicon, (voir fig. 1 et fig. 3) provoquent les déplacements horizontaux, (lecture d'une ligne en 64 µs) et verticaux (lecture de l'image complète en 40 ms). Les champs magnétiques nécessaires sont obtenus par l'action de courants de formes convenables, traversant les enroulements.

TABLEAU 1			
Type	Usages	Avantages	Inconvénients
VIDICON	Surveillance Circuits fermés	Peu encombrant Faible prix Sensibilité moyenne	Rapport S/B médiocre Risque de marquage Rémanence
SILICON	"	Très sensible	Prix élevé Optique spéciale
CHALNICON	"	Très sensible Ne se marque pas Peu rémanent	Pas de C.A.C.
PLUMBICON	Studio	Très sensible Peu rémanent	Prix élevé Assez fragile
ORTHICON	Studio	Haute définition S/B très bon Ne se marque pas Peu rémanent	Prix très élevé Encombrant

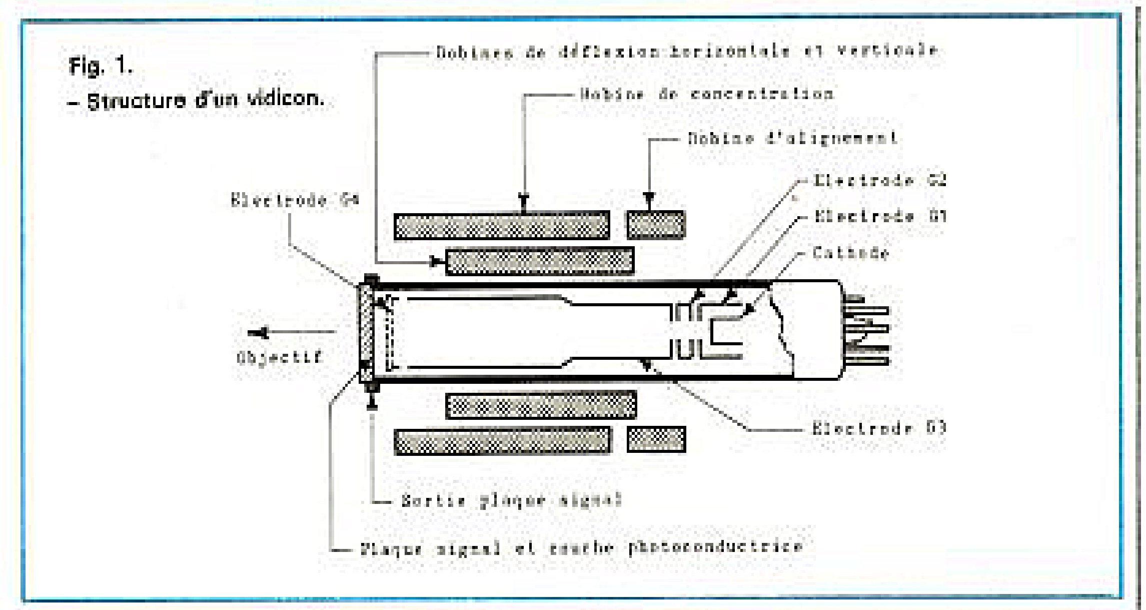


Fig. 1.
– Structure d'un vidicon.

Nous y reviendrons. Enfin, compte tenu de la très grande finesse nécessaire à l'obtention des 750 points le long d'une ligne ne mesurant que quelque 13 mm (l'image utile sur la cible du vidicon de un pouce ne fait que 12,7 mm × 9,7 mm) il faut un pinceau d'électrons parfaitement concentrés. La préconcentration du canon à électrons est complétée par une concentration magnétique, provoquée par le passage d'un courant continu dans la bobine C du déviateur. Les bobines d'alignement de la figure 1 sont facultatives.

NB. Notons que la fabrication d'un déviateur de Vidicon est une chose possible pour un amateur averti. Cependant, compte tenu de la difficulté du travail et surtout de la difficulté qu'il y a à obtenir un très bon résultat, nous déconseillons une telle entreprise, que nous avons pourtant menée à bien, il y a une dizaine d'années, pour une caméra à lampes. Mais c'était presque « l'époque héroïque » et en 1978, il n'en faut pas trop demander et il est bien plus simple sinon plus économique d'acheter le bloc déviation-concentration tout fait. Un seul inconvénient... c'est un peu plus cher ! Mais revenons ... à la cible !

Nous pouvons dès à présent, dresser un schéma-bloc de notre caméra. Nous le trouvons en figure 3 :

• Au centre du schéma : le générateur de temps. Ce circuit fournit :

– Les ordres de déclenchement des balayages internes :

h est une impulsion de 7 µs, se reproduisant toutes les 64 µs (15625 Hz) et qui déclenche le balayage horizontal, ligne après ligne.

v' est une impulsion de 1440 µs se répétant toutes les 20 ms et qui déclenche le balayage vertical, demi-image après demi-image.

– Les signaux d'effacement (ou de suppression, ou de blanking) du vidicon, rendant celui-ci aveugle, pendant le retour de ligne ou le retour d'image. Cet effacement est indispensable pour avoir une image claire. Les signaux sont appliqués sur g_1.

– Les signaux de synchronisation ligne et image, les signaux d'effacement ligne et image à incorporer dans le signal vidéo complet, de manière à assurer un fonctionnement correct et synchrone du téléviseur associé.

• En haut du schéma : les générateurs de balayages. Déclenchés par h et v, ils fabriquent les courants nécessaires au déviateur. Le générateur horizontal délivre accessoirement les tensions élevées indispensables à la mise en œuvre du vidicon. Ce bloc contient aussi les circuits de sécurité. En effet, un arrêt accidentel de l'un des balayages, ou pire, des deux, entraînerait rapidement une brûlure irrémédiable de la cible du vidicon. Dans un tel cas, les circuits de sécurité suppriment l'alimentation haute tension du vidicon et par là même, lui évitent toute détérioration.

• A gauche : l'amplificateur vidéo-fréquence. C'est un circuit très délicat. Il recueille à haute impédance les tensions très faibles issues de la cible du vidicon. Il est chargé d'amplifier ces tensions en équilibrant la bande passante, tant du côté des fréquences basses (risques de traînages courts ou longs) que du côté des fréquences élevées. (Pour obtenir des détails fins et du « piqué ».)

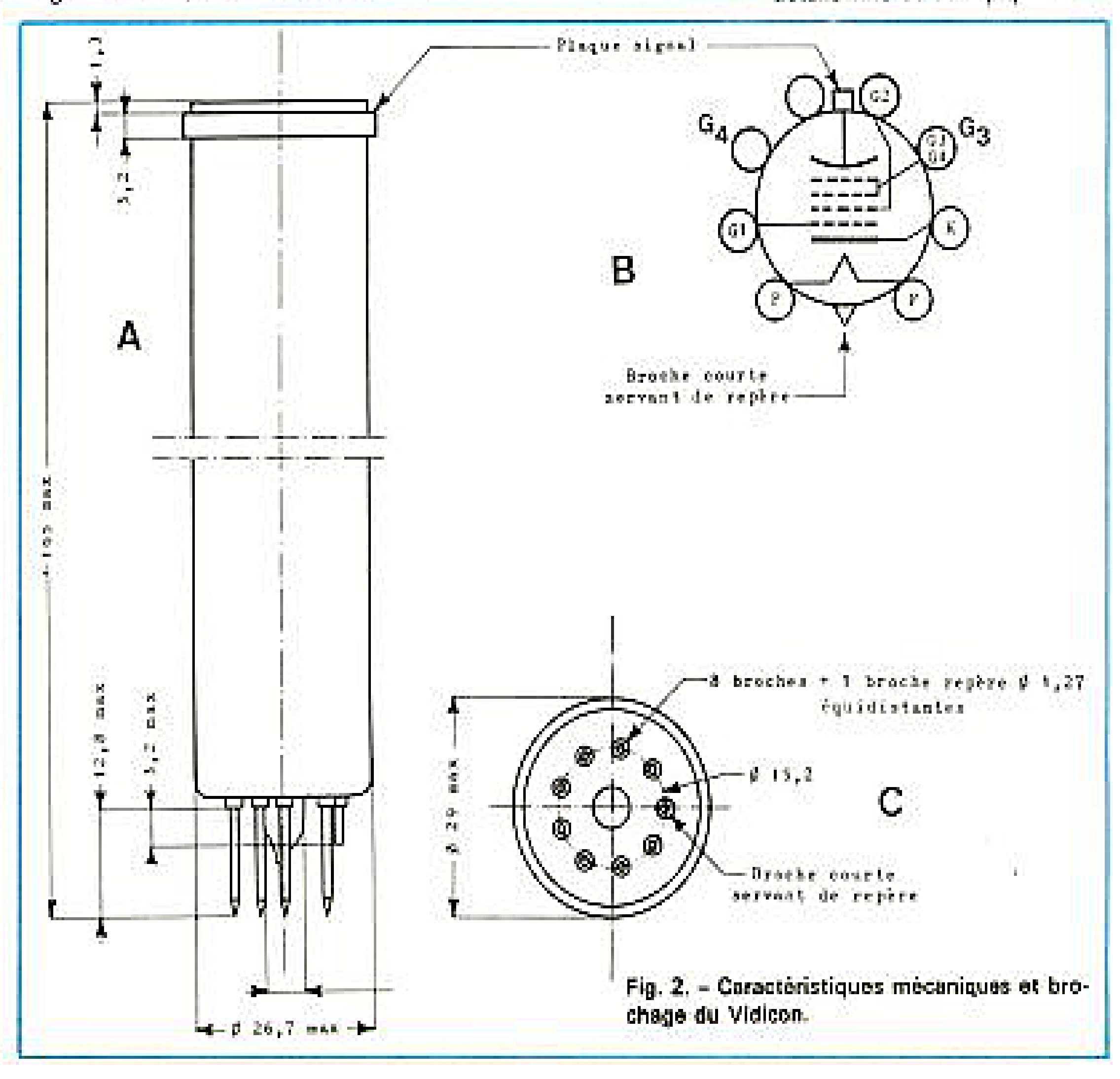


Fig. 2. – Caractéristiques mécaniques et brochage du Vidicon.

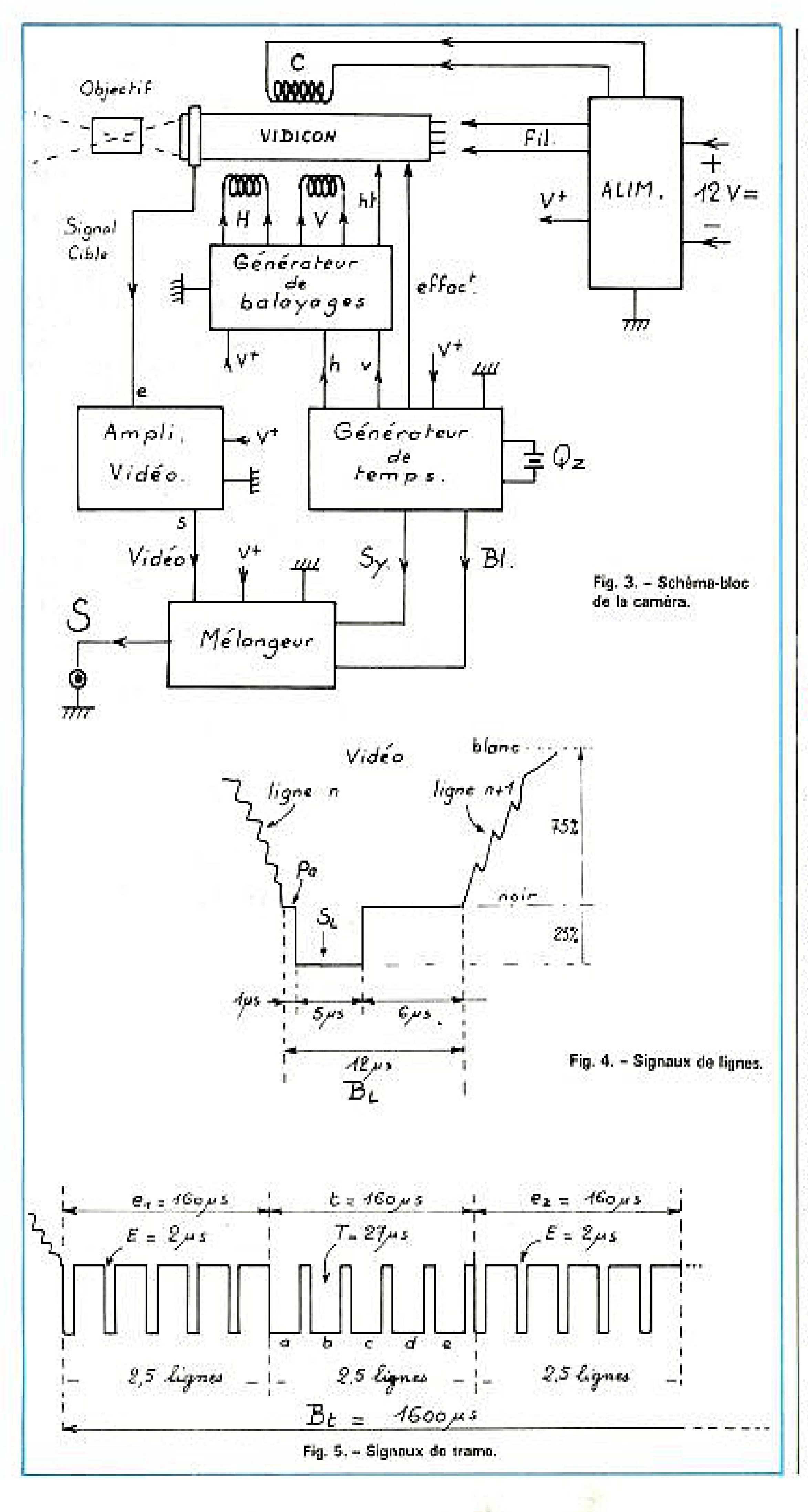


Fig. 3. – Schéma-bloc de la caméra.

Fig. 4. – Signaux de lignes.

Fig. 5. – Signaux de trame.

• En bas : le mélangeur. Il reçoit la vidéo, les tops de synchro, les signaux de blanking. Il les mélange dans les proportions réglementaires : 25 % pour la synchro, sous le niveau du noir et 75 % pour la vidéo. (blanc maximum) Le signal complet est alors disponible en S. On l'enverra soit vers un téléviseur pour vision directe, soit vers un magnétoscope pour enregistrement, soit vers un modulateur de porteuse HF.

• Enfin, en haut et à droite : l'alimentation fournissant les tensions de fonctionnement de l'ensemble et le courant de la bobine C de concentration.

Finalement, vous le constatez, c'est tout simple, une caméra TV !

Oui, tout simple, surtout si l'on n'entre pas dans les détails et c'est pourtant ce que nous allons faire maintenant !

– II –
Etude des schémas

1. Le générateur de temps

L'ensemble des composants fabriquant tous les signaux nécessaires au fonctionnement du générateur de temps est regroupé sur une seule platine imprimée : Carte B. Cette platine supporte 22 circuits intégrés C.MOS : cela représente un effectif total de 36 portes NAND et de 22 bascules JK ! On comprend donc vite, que l'explication est un peu moins simple que prévu ci-dessus ! La conception des circuits a été particulièrement facilitée par une étude fort intéressante, parue dans la revue « Électronique Professionnelle » (n° 1492, p 46 à 50). Dans l'ensemble, nous avons retenu les schémas proposés. Compte tenu de la complexité, il n'est guère facile de dessiner un schéma unique, sur le format d'une page de revue. Nous avons préféré la méthode des schémas partiels.

Rappelons d'abord, les caractéristiques des signaux à obtenir (Standard 625 lignes N&B, Européen).

a) Les signaux de lignes, figure 4.

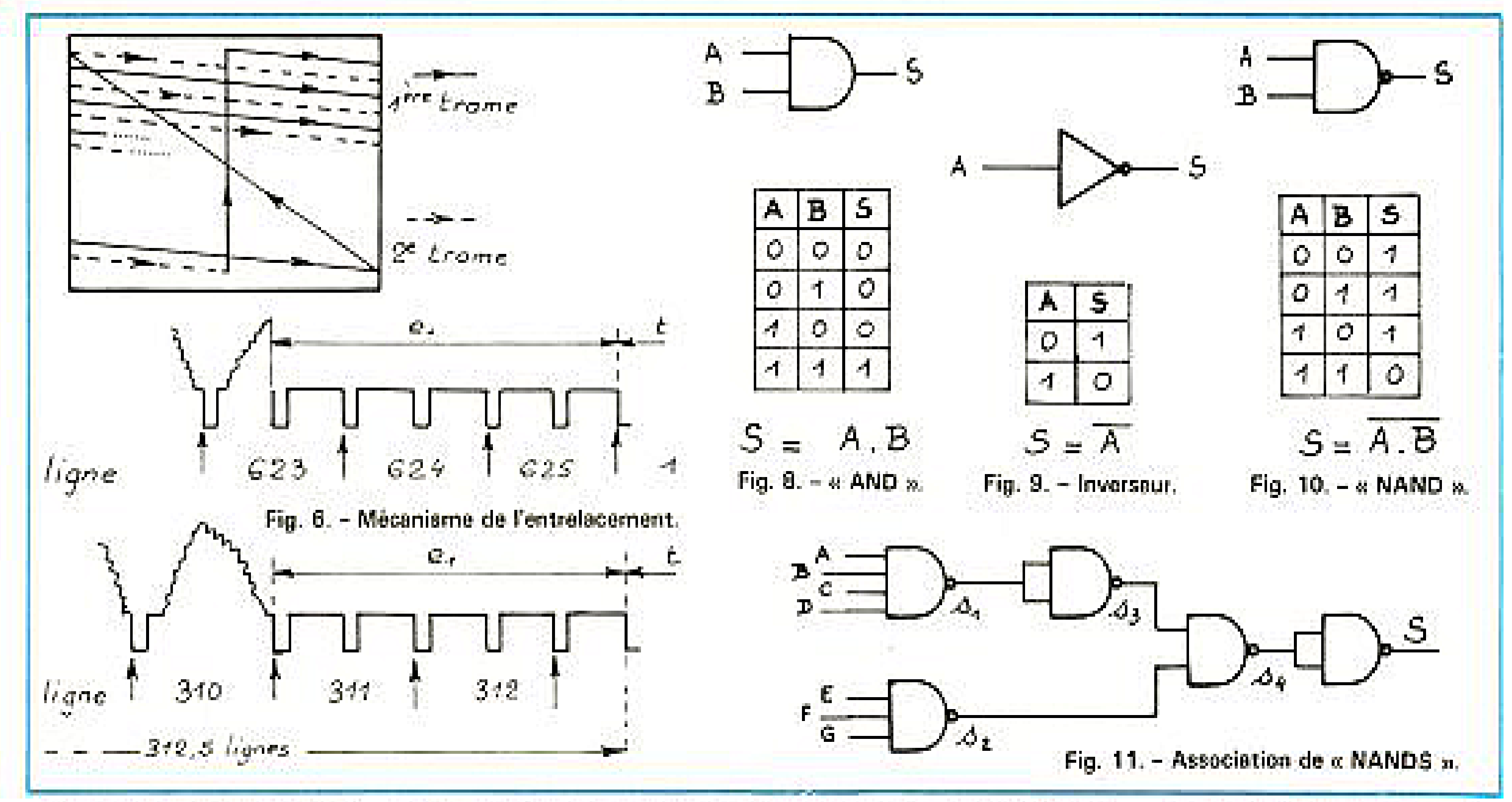


Fig. 6. – Mécanisme de l'entrelacement.

A	B	S
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. 8. – « AND ».

A	S
0	1
1	0

Fig. 9. – Inverseur.

A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 10. – « NAND ».

Fig. 11. – Association de « NANDS ».

Ce sont les signaux séparant une ligne n de la ligne suivante n + 1.

On distingue d'abord l'intervalle complet B_L des deux lignes ; C'est l'effacement ou blanking ligne, dont le rôle est d'éteindre le spot du télé pendant que le faisceau de balayage va de droite à gauche dans le but d'inscrire la ligne suivante. Cette période est au niveau du noir. Cependant, l'ordre de retour n'est donné que 1 µs après le début de B_L. Cela par le top de synchro ligne S_L, durant 5 µs. Le palier de pré-effacement p_a de 1µs faisant apparaître une petite marge noire à droite de l'image. Normalement, le retour effectif du spot du téléviseur devra durer un peu moins que 5 + 6 µs = 11 µs afin de ne pas démarrer les signaux de n + 1 avant la fin du retour. Si le téléviseur est bien conçu, une petite marge noire apparaîtra aussi à la gauche de l'image. S'il est très mal conçu, il se produira un effet dit « de rideau » dû au démarrage de l'inscription des signaux d'image pendant la fin du retour.

b) Les signaux d'image ou de trame, figure 5.

Chaque image complète est composée de deux trames entrelacées. Voir plus loin. Chaque demi-image est séparée de la suivante par les signaux de la figure 5. La structure est en gros identique à celle de ligne ; Ils comprennent :

– Des signaux de « pré-égalisation » e_1, durant, 2,5 lignes, soit 160 µs, au niveau du noir, avec 5 impulsions de 2 µs au niveau synchro.

– Les signaux de synchro Trame t, durant également 2,5 lignes et comportant 5 impulsions larges de 27 µs, au niveau synchro.

– Enfin, les signaux de post-égalisation e_2, analogues à e_1 et suivant t.

IC2 : 74C73 — IC3 : 74C73 — IC4 : 74C73
B0 — B1 — B2 — B3 — B4 — B5
500 kHz — 250 kHz — 125 kHz — 62500 Hz — 15625 Hz — 31250 Hz — 1 MHz
10 kΩ — 2,2 kΩ — 6/60 pF — Qz 1 MHz
IC1 : 74C00 — IC5 : 74C00
CARTE B

Fig. 7. – Chaîne des diviseurs par 2.

– Le signal de Blanking Trame B_T couvre 25 lignes complètes, englobant e_1, t et e_2.

Il dure donc encore 1600 – 480 = 1120 µs soit 17,5 lignes après e_2.

Notons que pendant les périodes e_1, t, e_2 la synchro ligne est assurée une fois sur deux par les impulsions étroites, (voir fig. 6), tandis que pendant les 1120 µs qui restent, les tops de lignes normaux réapparaissent. Pendant ce temps, la synchro trame du téléviseur est assurée par l'une des 5 impulsions larges de t. Cette répétition étant précisément faite pour assurer une meilleure stabilité.

De manière à éviter un scintillement désagréable de l'image du téléviseur, phénomène qui ne manquerait pas de se produire si l'on inscrivait 25 images complètes par seconde, on inscrit 50 demi-images pendant le même temps. L'image complète comptant 625 lignes, les demi-images en comptent chacune 312,5. Pour retrouver sur l'écran du télé les 625 lignes distinctes, les demi-images ne sont pas superposées, mais entrelacées (voir fig. 6). Pour cela, la salve de synchro trame démarre alternativement à la fin de la dernière ligne d'une demi-image et au milieu de la dernière ligne de la demi-image suivante (voir fig. 6). Plus exactement à la fin de la ligne n° 310 et au milieu de la ligne n° 623. Les signaux déclenchant le retour de balayage vertical, t, se produisent 2,5 lignes plus tard, soit à la ligne 310 + 2,5 = 312,5 et 622,5 + 2,5 = 625.

Pour nous résumer il faut fabriquer :

- B_T, blanking de trame : 1600 µs à 50 Hz
- B_L, blanking de ligne : 12 µs à 15625 Hz
- S_L, top de synchro ligne : 5 µs à 15625 Hz
- p_a, palier avant de 1 µs, plaçant S_L sur B_L
- e_1, t, e_2 successifs de 160 µs à 50 Hz
- les coupures E de 2 µs dans e
- les coupures de 27 µs, T, dans t
- les impulsions h et v de synchro interne caméra.

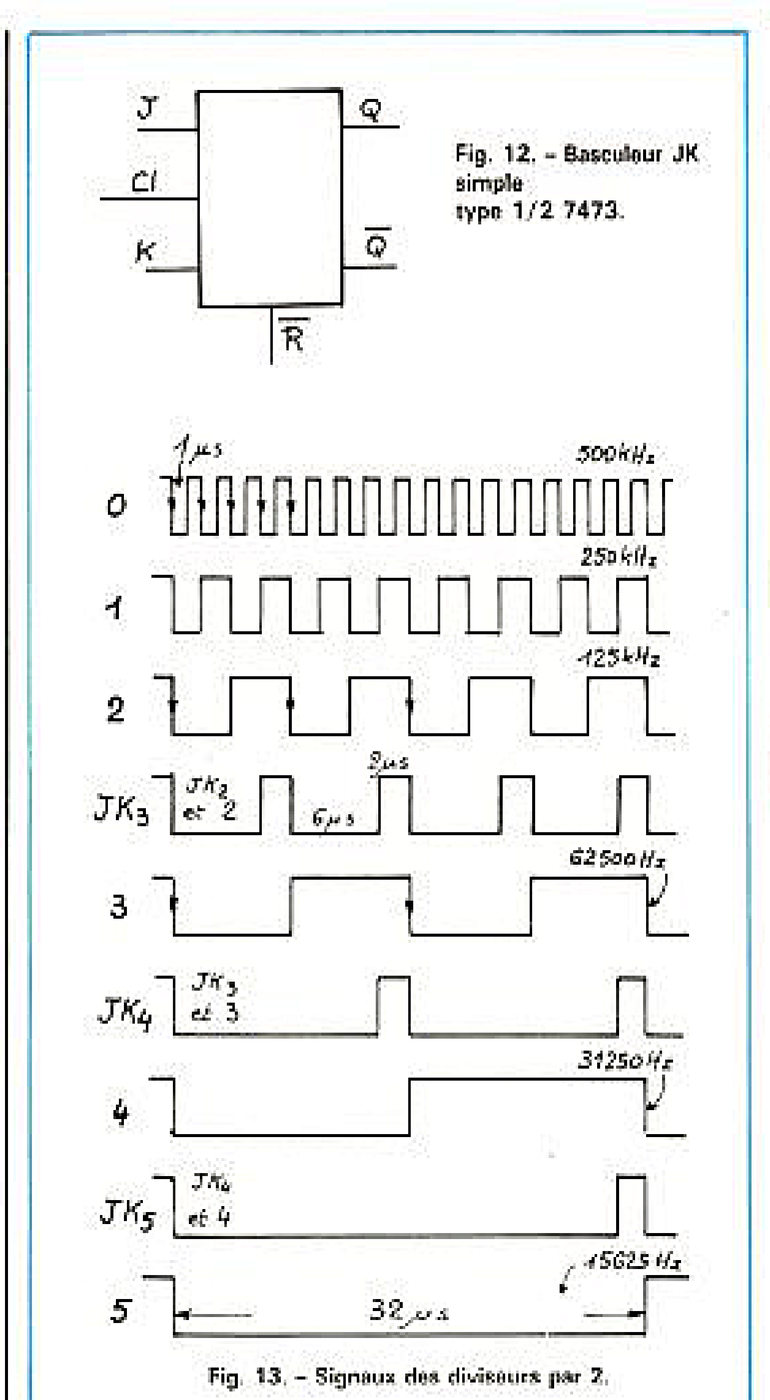
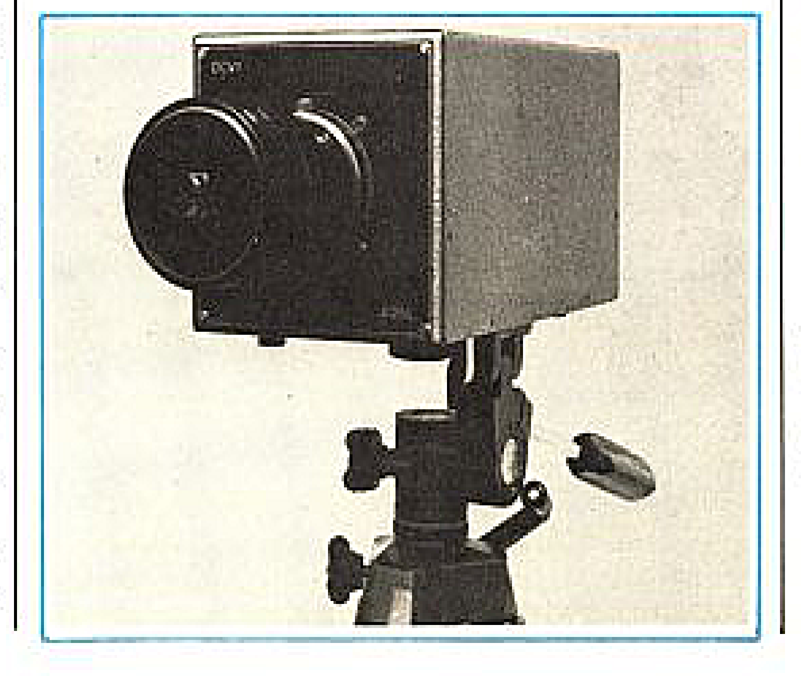


Fig. 12. – Basculeur JK simple type 1/2 7473.

Fig. 13. – Signaux des diviseurs par 2.



c) Création des références de temps

La référence initiale est obtenue à partir d'un quartz de 1 MHz. Voir figure 7. La compréhension des schémas de la carte B nécessitant un minimum de connaissance de logique, nous allons brièvement procéder à quelques révisions :

Un peu de logique :

– **Fonction ET** (AND), figure 8. La sortie S ne passe à 1 que si les deux entrées A et B sont à 1. (4ᵉ ligne de la table de vérité). Dans les trois autres cas, la sortie reste à 0. Si le circuit (on dit la « porte ») comporte plus de deux entrées, le principe est le même : il faut toutes les entrées à 1 pour avoir S = 1.

– **Fonction inverseur**, figure 9. La sortie S est le « contraire » de l'entrée A. Dans le symbole, c'est le petit cercle de sortie qui caractérise la fonction. On écrit $S = \overline{A}$ (lire complément de A ou A barre). Remarquer que $\overline{\overline{A}} = A$.

– **Fonction $\overline{ET}$** (ou ET inversée : NAND), figure 10. C'est la fonction ET suivie d'un inverseur. Noter le cercle d'inversion. La table de vérité est inverse. La sortie ne passe à 0 que si toutes les entrées sont à 1. La porte NAND est la plus répandue en logique TTL. C'est la seule utilisée dans cette description. Notons que, toutes entrées réunies, la porte NAND se transforme en inverseur. 1ʳᵉ et 4ᵉ lignes de la table de vérité.

Notation de BOOLE. Les circuits logiques donnent lieu à des mises en équation un peu spéciales puisqu'elles se font en algèbre de BOOLE.

Si l'on compare la table de vérité de la figure 8 et la classique table de multiplication :

$$0 \times 0 = 0$$
$$0 \times 1 = 0$$
$$1 \times 0 = 0$$
$$1 \times 1 = 1$$

on constate l'identité des résultats.

On prend donc la décision d'écrire la fonction ET sous forme de produit logique :

A ET B = A.B (ou AB)

Dans la figure 8, on écrira S = A.B

Dans la figure 10, on écrira $S = \overline{A.B}$

– **Association de NAND,** figure 11. On trouve plusieurs de ces associations dans la carte B. Si A ou B ou C ou D valent 0, alors $s_1 = 1$ donc $s_3 = 0$ et $S = 0$ quels que soient les états de E, F et G. Par contre si E ou F ou G valent 0, on a $s_2 = 1$ et les entrées A, B, C, D sont actives. Pour rendre actives E, F et G, il faudrait : A = B = C = D = 1.

$s_1 = A\ B\ C\ D$
$s_2 = \overline{E\ F\ G}$
$s_3 = A\ B\ C\ D$
$s_4 = \overline{A\ B\ C\ D\ .\ E\ F\ G}$
$S = A\ B\ C\ D\ .\ E\ F\ G$

– **Basculeurs JK,** figure 12. Il s'agit d'un système bien plus compliqué : deux sorties complémentaires Q et $\overline{Q}$ ont des états contrôlés par plusieurs entrées.

L'entrée C1 (clock = horloge) déclenche les basculements de Q et $\overline{Q}$. J et K contrôlent l'action de C1. Enfin R remet la bascule à 0.

Mais nous verrons cela un peu plus loin.

Les types de circuits utilisés sont ceux de la série 74C de National Semiconductor. Ils sont les équivalents broche pour broche, en C.MOS, de la fameuse lignée TTL 74. Nous trouverons :

– Le 74C00 : quadruple NAND à 2 entrées.
– Le 74C10 : triple NAND à 3 entrées.
– Le 74C20 : double NAND à 4 entrées.
– Le 74C73 : double basculeur JK.

Les brochages de ces circuits seront donnés au chapitre réalisation.

Ces notions générales précisées, nous pouvons revenir à la figure 7.

La durée la plus courte à générer est de 1 μs (p_x). Cela correspond à l'une des alternances d'un créneau carré de 2 μs, soit de fréquence 500 kHz. En réalité, pour des raisons d'approvisionnement plus facile, nous sommes parti d'un oscillateur à quartz de 1 MHz. Cet oscillateur est construit avec deux NANDS, en régime linéarisé par les résistances entrée/sortie. Le point 3, en phase avec 12/13 entretient l'oscillation. Un ajustable permet d'amener la fréquence à son exacte valeur. Le signal 1 MHz obtenu est envoyé sur B_1. Ce basculeur JK est dans la situation J = K = 1. Il bascule donc sur tous les flancs descendants du signal d'horloge. Il s'ensuit une division de fréquence par 2 : on obtient le signal 0 (et $\overline{0}$) à 500 kHz, parfaitement carré (voir fig. 13). Notons que $\overline{R}$ = 1. On n'utilise pas la remise à 0. Le 500 kHz obtenu alimente une cascade de diviseurs par 2 en mode SYNCHRONE : toutes les entrées Clock étant alimentées par le même signal, ce qui garantit des basculements rigoureusement simultanés et par conséquent des coïncidences parfaites des flancs des signaux. On obtient ainsi :

– en 1 et $\overline{1}$, du 250 kHz
– en 2 et $\overline{2}$, du 125 kHz
– en 3 et $\overline{3}$, du 62 500 Hz
– en 4 et $\overline{4}$, du 32 500 Hz (2 fois la fréquence ligne)
– en 5 et $\overline{5}$, du 15 625 Hz (fréquence ligne)

Pour assurer le basculement correct des diviseurs synchrones, il faut convenablement préparer leurs niveaux J et K. Rappelons que :

– Si J = K = 1, le basculeur change d'état sur chaque flanc descendant de Cl.
– Si J = K = 0, le basculeur est bloqué dans l'état où il se trouve.

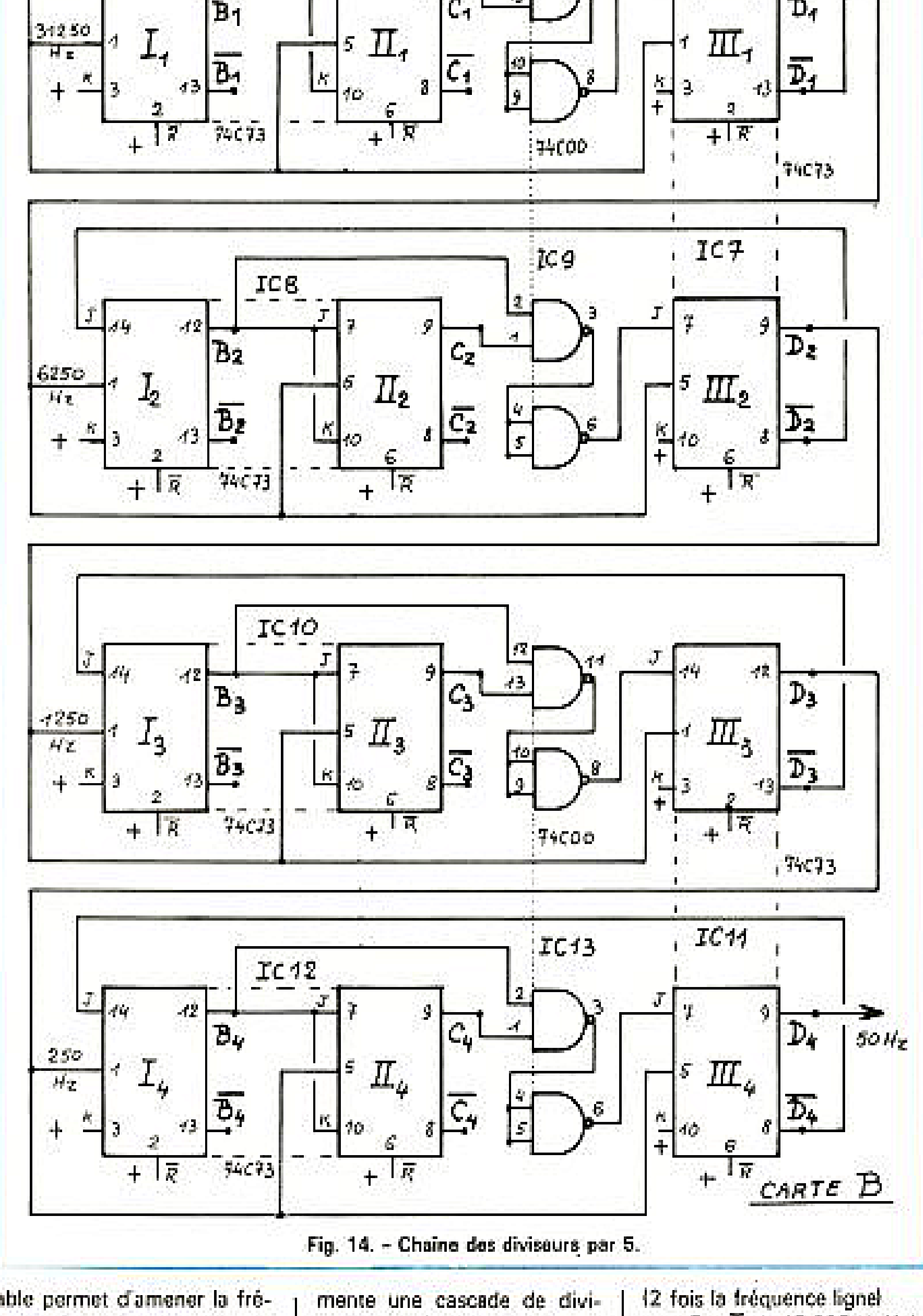


Fig. 14. – Chaîne des diviseurs par 5.

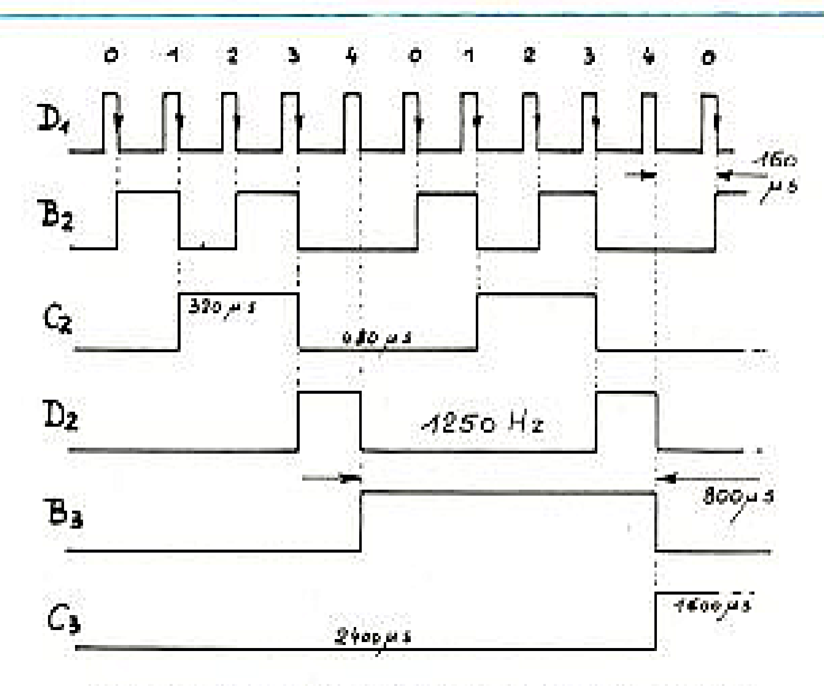
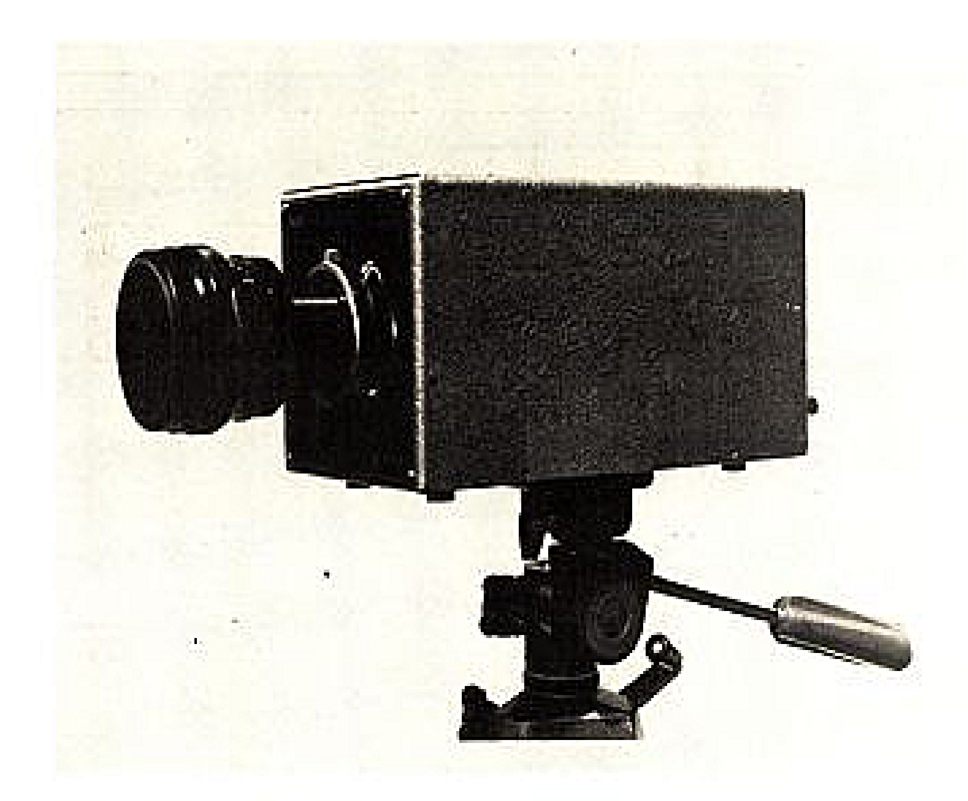


Fig. 15. – Signaux des diviseurs par 5 (exemple : de D_1 à C_3).



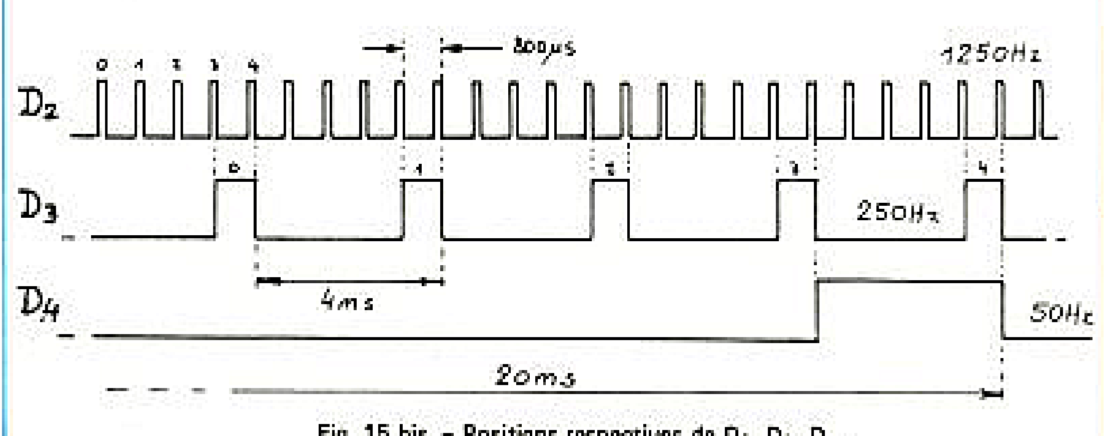


Fig. 15 bis. – Positions respectives de D_2, D_3, D_4.

– Si J = 1 et K = 0, il bascule 1 fois pour amener Q = 1, donc $\bar{Q} = 0$

– Si J = 0 et K = 1, il bascule 1 fois pour donner Q = 0 et $\bar{Q} = 1$.

Ainsi J et K de B_2 reliés à 1 ne permettent le basculement de B_2 que sur le 1er, le 3e, le 5e flanc descendant de 0, donnant bien du 125 kHz en 2. Pour B_3, B_4 et B_5, la préparation du signal JK se fait par produit logique de signaux précédents dans une fonction AND, réalisée par 2 NANDS en cascade. Ex : $JK_6 = JK_4 . 4$.

A la suite de ces cinq divisions par 2, (donc par 2^5) le signal 4 (31 250 Hz) est divisé 4 fois par 5 pour arriver à 50 Hz, la fréquence minimale à obtenir. Reportons-nous maintenant à la figure 14 dans laquelle nous trouvons ces 4 diviseurs synchrones, constitués chacun de 3 basculeurs JK et de 2 NANDS. On voit en figure 15 les signaux d'un groupe de division par 5.

Au départ, supposons tous les basculeurs à 0 : Q = 0, $\bar{Q} = 1$.

L'impulsion n° 0 fait basculer I, dont K = 1 en permanence et $J = \bar{D} = 1$.

L'impulsion n° 1 ramène B à 0 et fait passer C à 1.

L'impulsion n° 2 donne B = 1 et puisque C est resté à 1, la sortie des NANDS alimentant J_{III} passe à 1, ce qui autorise le basculement à 1 de D à l'impulsion n° 3, ce qui bloque I pendant l'impulsion n° 4 ($J_I = \bar{D} = 0$), mais cette impulsion ramène aussi D à 0 et le cycle suivant de 5 impulsions peut reprendre.

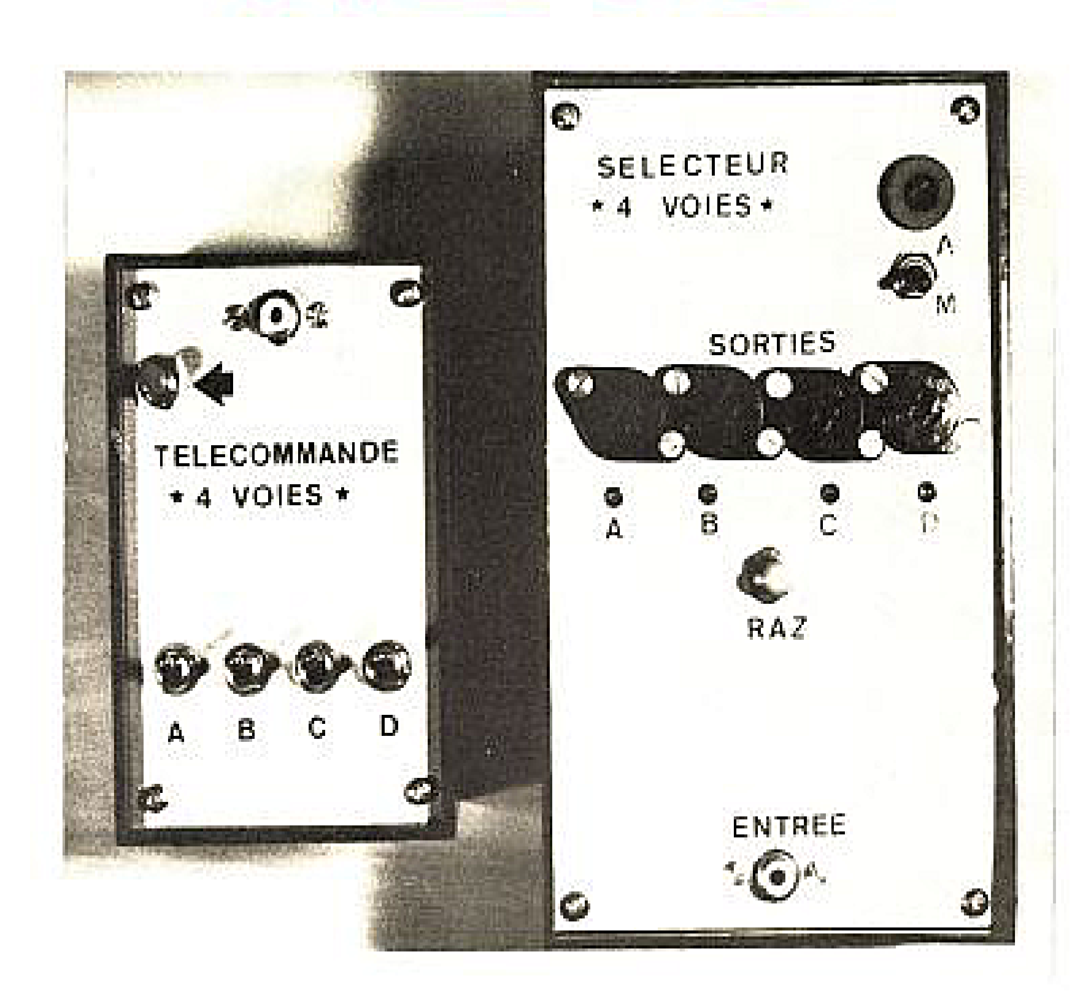
En conclusion D passe à 1 pendant 1 période d'horloge, toutes les 5 périodes : il y a bien division par 5. On obtient en D_1 du 6 250 Hz, en D_2 du 1 250 Hz, en D_3 du 250 Hz et en D_4 du 50 Hz.

Toutes les sorties : 0, $\bar{0}$, 1, $\bar{1}$, 2... B_1, $\bar{B}_1$, C_1, $\bar{C}_1$... $\bar{D}_4$ sont en principe disponibles, mais un certain nombre d'entre elles seront effectivement utilisées dans les circuits suivants.

(à suivre)

F. THOBOIS

UNE COMMANDE A DISTANCE ANALOGIQUE



A 4 voies

(Suite voir N° 1634)

DANS le précédent article, nous avions passé en revue les principes généraux de ce système de télécommande d'appareillage électrique à 4 voies et décrit le générateur destiné à envoyer les ordres. Ce système fiable, souple dans ses applications, ne peut valablement fonctionner que s'il est réalisé avec le maximum de soins, aussi renouvelons-nous la remarque que nous avions faite antérieurement, de n'entreprendre sa construction que si l'on est relativement averti, adroit et bien outillé.

Ceci est particulièrement vrai pour le sélecteur que nous décrivons maintenant car ses circuits en sont assez denses. Il n'en demeure pas moins à la portée de l'amateur moyen. Il sera plus facile de le réaliser dans des dimensions plus importantes, car la compacité est l'obstacle le plus difficile à vaincre.

Nous nous sommes attachés à prendre du matériel relativement répandu. Il est cependant nécessaire de s'adresser à des revendeurs bien achalandés comme la plupart de ceux qui sont cités dans les pages publicitaires de cette revue. Il est d'ailleurs souvent possible de trouver des équivalents aux références citées, notamment pour les semi-conducteurs.

Après une description aussi détaillée que possible, des indications pour la mise au point sont fournies. On a tout intérêt à utiliser un matériel de mesure de qualité, cependant, une méthode de réglage plus économique sera décrite qui pourra donner satisfaction aux moins bien nantis...

Le générateur fournit, à la demande, des impulsions de commande modulées par un signal de forme quasi-triangulaire dont la fréquence de récurrence est la caractéristique essentielle.

Le rôle du sélecteur est d'analyser ce signal et de l'orienter vers la voie de commande appropriée à sa fréquence.

On a représenté sur la figure 1 le synoptique et le schéma électrique d'une voie, mais le raisonnement qui suit s'applique aux 4 voies branchées en parallèle à leur entrée.

L'étage d'entrée a un double rôle d'abaisseur d'impédance et de réglage de volume au niveau qui correspond au bon fonctionnement des étages qui suivent. Il comporte un transistor T1, monté en collecteur commun avec un ajustage de niveau dans son émetteur. L'impédance d'entrée est voi-

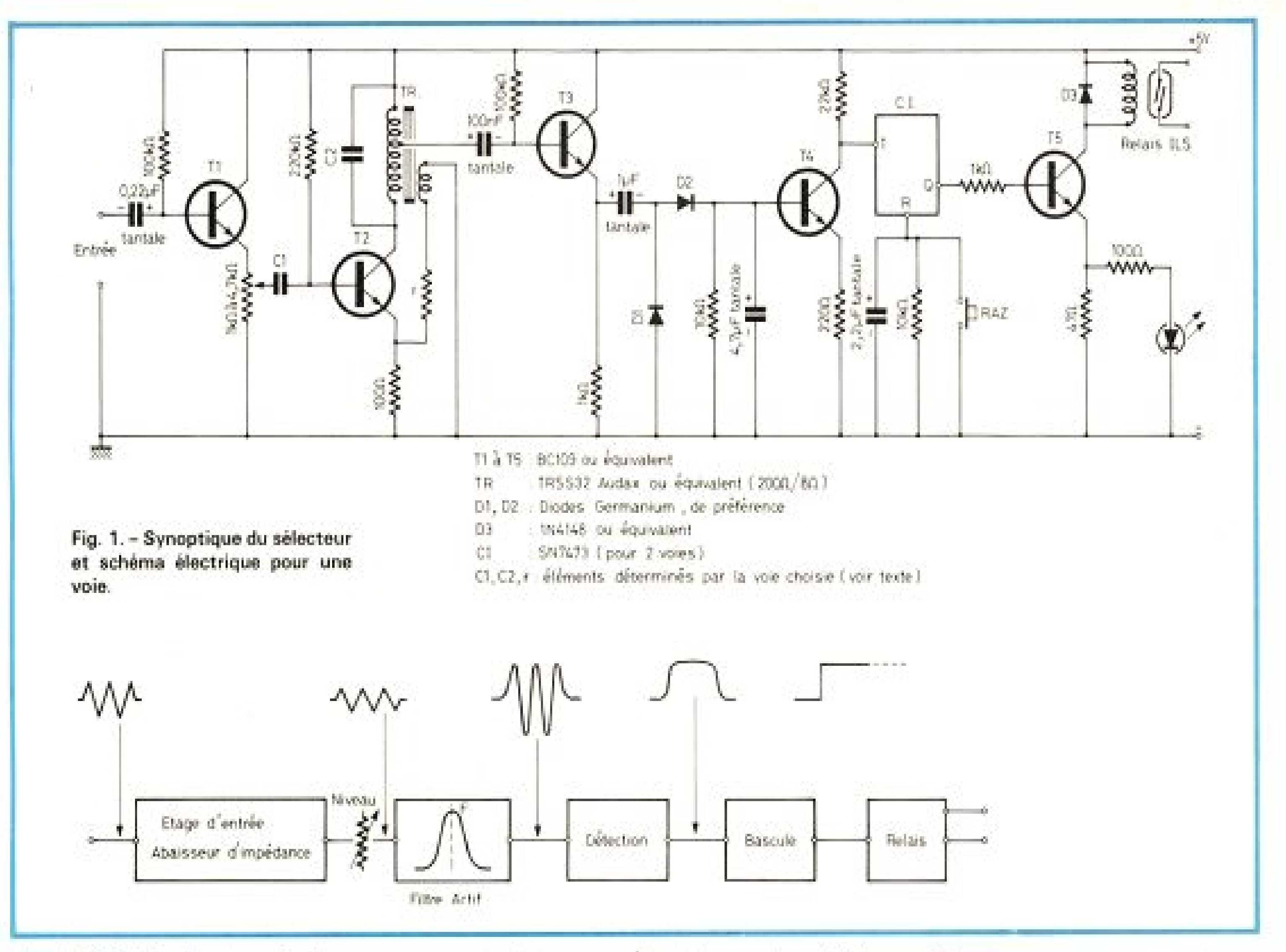


Fig. 1. – Synoptique du sélecteur et schéma électrique pour une voie.

sine de 100 kΩ, celle de sortie inférieure à 2 kΩ.

L'étage suivant est un filtre actif LC dont la caractéristique essentielle est d'opérer la sélection du signal d'entrée selon sa fréquence : à chaque voie correspond donc un filtre actif de caractéristiques spécifiques. Il s'agit d'un transistor (T2) monté en émetteur commun avec une charge LC parallèle dans le collecteur. Le circuit présente une impédance élevée à la résonance, ce qui entraîne un gain élevé à cette fréquence, en éliminant les signaux non désirés.

Pour améliorer encore la sélectivité du circuit, on dispose un circuit de réaction positive au moyen d'un enroulement basse impédance connecté entre émetteur et masse. Avec un sens correctement choisi, le couplage magnétique avec le circuit résonnant augmente le gain de l'étage et désamortit le circuit LC. Le couplage doit être soigneusement dosé : une réinjection de signal trop énergique risquerait de faire entrer l'étage en oscillation. Pour éviter ce phénomène, on se place en dessous du seuil d'accrochage, en disposant en série avec l'enroulement de réaction une résistance r dont la valeur est expérimentalement établie pour chaque filtre. Cette valeur (⩾ 1 kΩ) est telle qu'elle ne perturbe pas sensiblement la polarisation du transistor.

La résistance de 220 kΩ assure un courant base moyen.

La valeur du condensateur C1 sera choisie sur chaque étage de façon à atténuer d'environ 6 dB le signal à fréquence située immédiatement en dessous de celle de la voie considérée, afin d'améliorer la protection contre les déclenchements intempestifs.

La sortie filtrée est prélevée sur la prise médiane du circuit résonnant de façon à limiter l'amortissement, cause de diminution de gain et de sélectivité.

L'étage qui suit est un abaisseur d'impédance pour l'attaque du détecteur : c'est un simple transistor NPN monté en collecteur commun.

La détection utilise un montage doubleur dont il convient de respecter les caractéristiques pour obtenir un rendement optimal, dans le cas qui nous intéresse.

La résistance de 10 kΩ fixe le potentiel de T4, étage tampon de liaison avec la bascule. Le rôle de cette dernière est de maintenir son état de sortie après disparition de l'impulsion de commande.

Le fonctionnement de cet ensemble est le suivant : à l'apparition d'une impulsion remplie de signal à l'entrée du détecteur, on observe sur la base de T4 une impulsion positive. On retrouve alors une tension négative sur le collecteur. Au front montant de la tension base correspond un front descendant de la tension collecteur. C'est précisément à la suite de cette diminution brusque (et sans rebondissements) de niveau à l'entrée T que l'état de la sortie Q de la bascule passe de 0 à 5 V environ et y demeure après la fin de l'impulsion (le front montant à l'entrée étant sans effet sur la sortie). Le circuit utilisé est un SN7473 qui comporte 2 bascules « maître-esclave », donc susceptible de convenir à 2 voies.

Les habitués des circuits logiques nous pardonneront cette longue explication destinée aux non-initiés.

Dès que Q passe de 0 à 5 V, il rend conducteur à saturation le transistor T5 initialement bloqué. Ceci entraîne le collage du relais.

Cette configuration disparaît si une nouvelle impulsion de commande est sélectée dans la même voie, ou si l'on presse le bouton de remise à zéro qui remet toutes les bascules dans leur état initial (Q = 0).

Le relais utilisé peut être d'un type quelconque à condition qu'il ait une résistance d'enroulement inférieure à 50 Ω et qu'il soit capable de coller avec moins de 250 mW. De bons résultats ont été obtenus avec un relais REED en boîtier DIL

Fig. 2. – Schéma de la carte « filtres actifs ».

Fig. 3. – Courbe de réponse des filtres actifs (4 voies).

ainsi qu'avec un relais à ampoule ILS.

Une diode, montée en inverse aux bornes du relais protège le transistor de commande contre les effets de l'inductance (inversion instantanée de tension).

Pour connaître l'état de la sortie commandée, on a disposé une dérivation du courant émetteur vers une diode électroluminescente qui s'allume lorsque la voie est excitée.

On peut ainsi, en réalisant le montage de la figure 1, constituer un sélecteur à une voie. Nous laissons au lecteur le soin de déterminer le circuit imprimé correspondant dont il faudra autant d'exemplaires que de voies à commander.

Notre conception est un peu différente : nous avons groupé dans un même volume les 4 voies dont on a décomposé les parties principales en 4 cartes, soit :

– 1 carte pour 1 circuit d'entrée + 4 filtres actifs

– 1 carte pour 4 détection mises en forme

– 1 carte pour 4 commandes de relais

– 1 carte pour l'alimentation régulée 5 V.

Circuit d'entrée et filtres actifs

Le circuit d'entrée et les quatre circuits des filtres actifs sont contenus sur une seule carte dont le schéma est indiqué sur la figure 2.

Le transistor T1 alimente dans son émetteur 4 potentiomètres ajustables destinés à distribuer le signal aux filtres avec, pour chacun d'eux, une amplitude adéquate. En effet, suivant la fréquence, la sensibilité de ces étages est différente (sur la maquette, elle varie de 5 mV eff. en haut de gamme à 25 mV eff. en bas de gamme pour une tension de sortie de 1 V eff.).

Chaque étage de filtrage utilise un transformateur AUDAX TRSS 32, servant habituellement de transformateur de sortie aux amplificateurs AF de récepteurs portatifs. Un transformateur remplissant les mêmes fonctions mais d'or

gine différente peut être utilisé, à la condition de choisir les paramètres C2 et r (voir fig. 1) de façon à obtenir une fréquence de résonance et une sensibilité identiques.

Ce type de circuit prend relativement peu de place, ce qui permet de caser les 4 voies de filtres sur la dimension standard de carte de 90 x 50 mm compatible avec les rainures d'un coffret Teko P3.

On observera que les fréquences de résonance indiquées sur la figure 2 : 325, 810, 2135 et 4770 Hz, sont obtenues avec des valeurs standard de condensateurs d'accord. Elles ne correspondent pas strictement aux valeurs nominales du générateur soit : 300, 800, 2000 et 5000 Hz, mais en sont très voisines de sorte qu'un réglage des fréquences du générateur permettra d'atteindre une parfaite syntonisation des voies.

Les résultats obtenus par ce filtrage ont été matérialisés par les courbes de sélectivité de la figure 3. La protection d'une voie par rapport à la précédente ou la suivante est au moins égale à 20 dB, ce qui est tout à fait satisfaisant.

Le choix d'un plus grand nombre de voies est possible jusqu'à 8 ou 10, impliquerait une extension de la bande jusqu'à 100 Hz à 10 kHz, et l'amélioration de la sélectivité en jouant sur la valeur de r.

La figure 4 présente l'aspect de la carte imprimée correspondante. Par un choix judicieux de l'emplacement de chaque élément, on a pu obtenir une densité assez grande de composants, sans que le câblage soit trop tassé.

Les transformateurs sont disposés avec leurs sorties sur le dessus, rabattues ensuite vers le circuit, comme indiqué sur le dessin de détail de la figure 4. Pour gagner de la place, quelques résistances ont été montées perpendiculairement au circuit. Par contre, les potentiomètres ajustables ne sont pas des modèles subminiatures afin de permettre leur réglage sans outil.

Les condensateurs non polarisés au polyester ne posent pas de problèmes d'encombrement à l'exception de la valeur

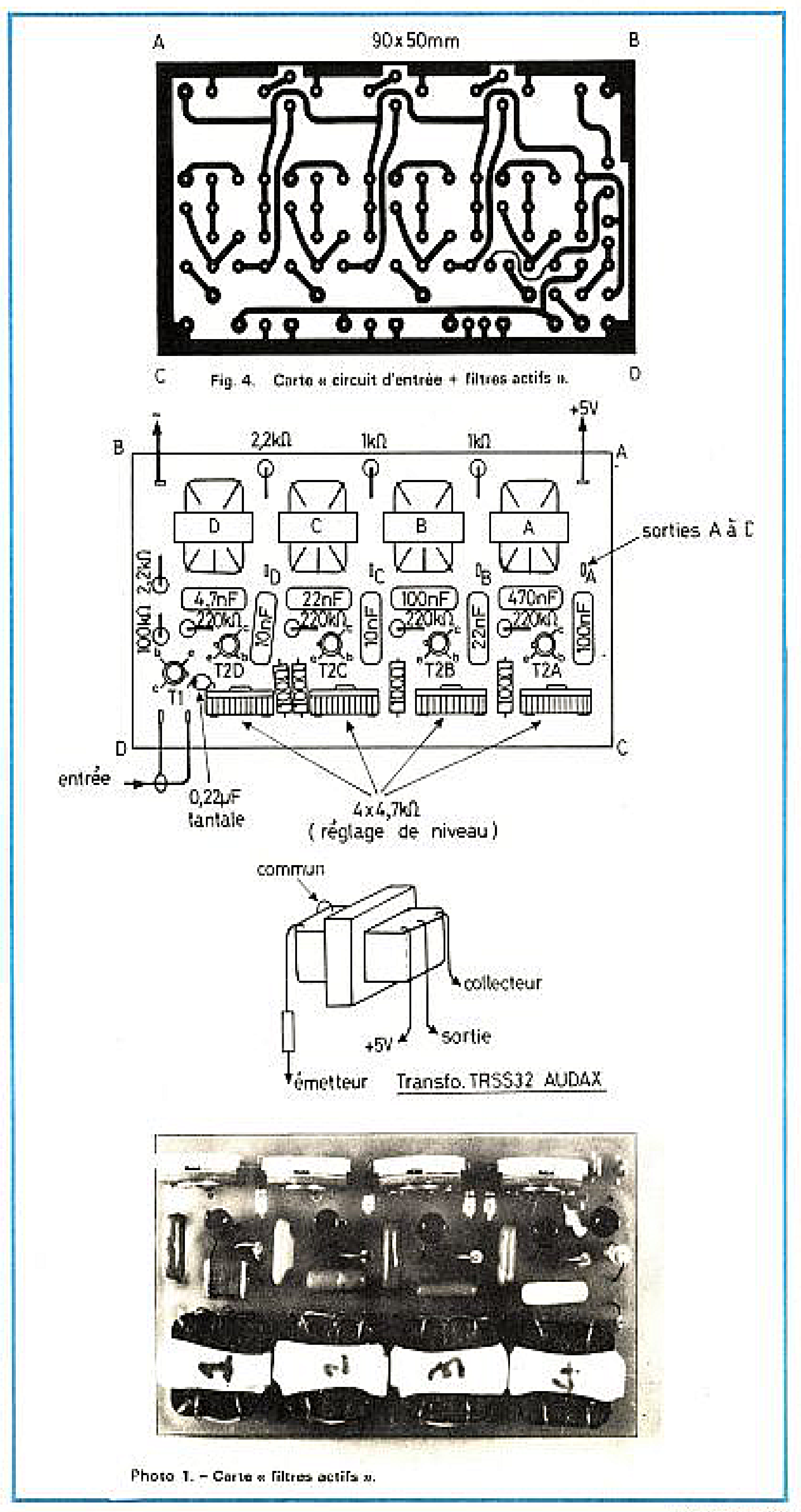


Fig. 4. Carte « circuit d'entrée + filtres actifs ».

Photo 1. – Carte « filtres actifs ».

Fig. 5. – Schéma de la carte « détection/mise en forme ».

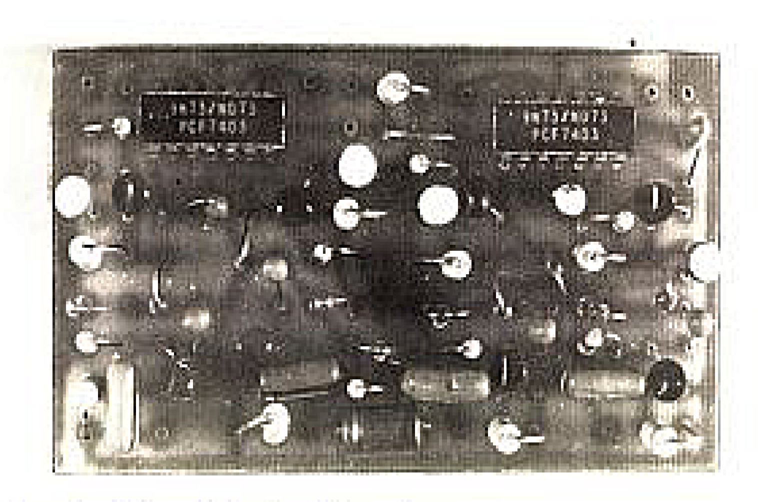


Photo 2. – Carte « détection/mise en forme ».

de 470 nF pour laquelle on pourrait s'orienter vers un petit modèle comme le « plastipuce » de Siemens (un modèle polarisé au tantale, par exemple, ne convient pas).

Carte détection / Mise en forme

Le schéma en est indiqué sur la figure 5.

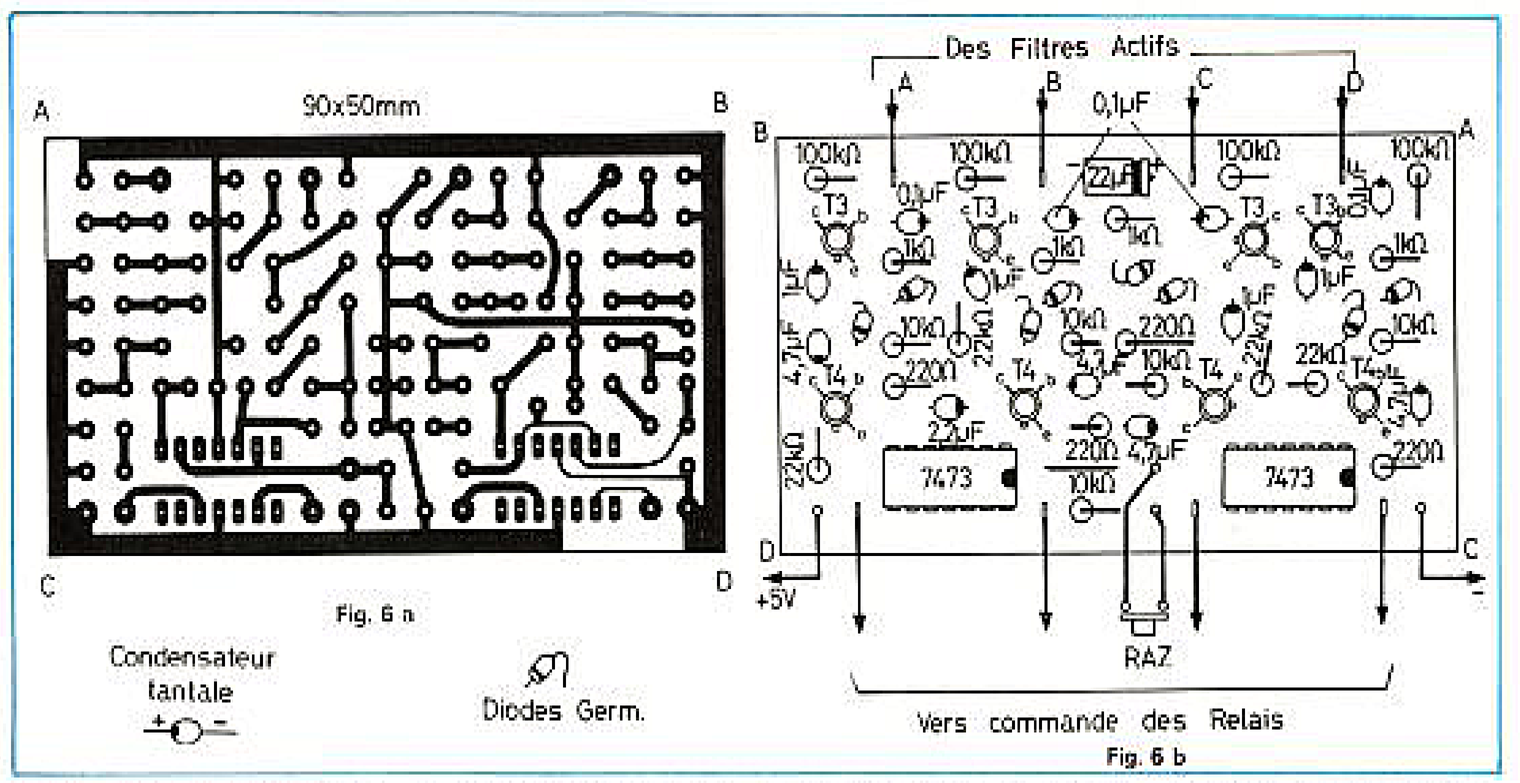
Les 4 voies sont rigoureusement identiques. On utilise 2 circuits intégrés SN7473 pour obtenir les 4 bascules-mémoires, dont tous les circuits de remise à zéro sont connectés à un ensemble RC parallèle de 10 kΩ/2,2 µF vers le commun. De la sorte, à la mise sous tension le circuit RAZ présente une très faible impédance, ce qui remet automatiquement les bascules à zéro ; en fonctionnement, il faut presser le poussoir pour obtenir le même résultat.

Un condensateur de découplage de 22 µF entre + et – de la tension d'alimentation évite les effets d'une perturbation extérieure qui pourrait se traduire par un déclenchement intempestif des bascules.

La carte correspondante est présentée sur la figure 6. On y observera une assez grande densité de composants entraînant la nécessité d'une disposition en hauteur des résistances et des diodes. Cette disposition peut entraîner des erreurs de montage et il conviendra de redoubler d'attention sur ce point en multipliant les contrôles visuels.

Carte commande de relais

Là aussi les 4 voies sont identiques. Elles comportent relativement peu d'éléments. L'encombrement maximal est celui du relais. On a reproduit, sur la figure 7, le schéma électrique de ce sous-ensemble avec le rappel des caractéristiques d'un relais à ILS que nous avions précédemment décrit. Il



existe d'autres possibilités avec des relais REED (Celduc, par exemple) ou des couplages optoélectroniques, mais il serait nécessaire, surtout dans ce dernier cas, de réétudier l'étage de commande.

Nous rappelons que le transistor T5 fonctionne en coupure ou saturation. Dans ce dernier cas, la tension collecteur/émetteur est faible, de sorte que, malgré un courant collecteur relativement élevé (40 à 70 mA) la dissipation reste très modérée. Ainsi, tant sur les autres circuits que pour la commande de chaque relais, un seul type de transistor peut être utilisé : le BC109B dont il existe bien des équivalents, y compris dans les séries économiques à boîtier epoxy.

L'utilisation d'une LED en voyant d'état du relais s'avère très utile : la LED s'illumine lorsque le circuit correspondant est parcouru par le courant nominal de collage du relais. Elle indique ainsi le bon fonctionnement du transistor de commande ce qui suppose le collage du relais.

La carte, dont les caractéristiques sont indiquées sur la figure 8 présente une densité relativement faible de composants et est donc relativement facile à réaliser. On notera que la bobine de relais est maintenue par 2 cavaliers sur lesquels viennent se brancher les fils de sortie de l'enroulement.

Un condensateur de découplage de 470 µF sur l'alimentation réduit la transmission des signaux indésirables vers les autres circuits, au moment de la commutation.

La carte alimentation

L'alimentation se fait sous 5 V, ce qui s'impose puisque l'on utilise des circuits intégrés TTL.

Dans le cas présent, les courants suivants sont mesurés sur chaque carte :
– circuits d'entrée et de filtrage : 40 mA
– circuits de détection/mise en forme : 60 mA
– circuits de commande de relais : 200 à 300 mA

Soit, au total, 100 mA au repos et 300 à 400 mA lorsque les 4 relais sont collés.

Dans ces conditions, il n'était pas possible, sous un volume raisonnable, d'utiliser des piles et l'alimentation secteur s'imposait.

La figure 9 présente la carte correspondante.

Un transformateur de 6 VA reçoit la tension secteur de 220 V, commandée par un interrupteur. Un fusible de 100 mA et un témoin néon, servent respectivement à protéger le circuit et à indiquer la présence de tension au primaire.

Le secondaire fournit 2 x 9 V eff. Un redressement à double alternance fournit environ 12 V continus aux bornes du condensateur de filtrage de 1000 µF. La tension est régulée par le circuit intégré 7805 donnant 5 V en sortie avec 500 mA. Le condensateur de 0,22 µF évite les accrochages à fréquence élevée.

La carte imprimée présente une échancrure de 15 x 30 mm qui facilite le positionnement du témoin néon et surtout de l'interrupteur A/M montés sur le panneau du coffret.

On notera que le circuit

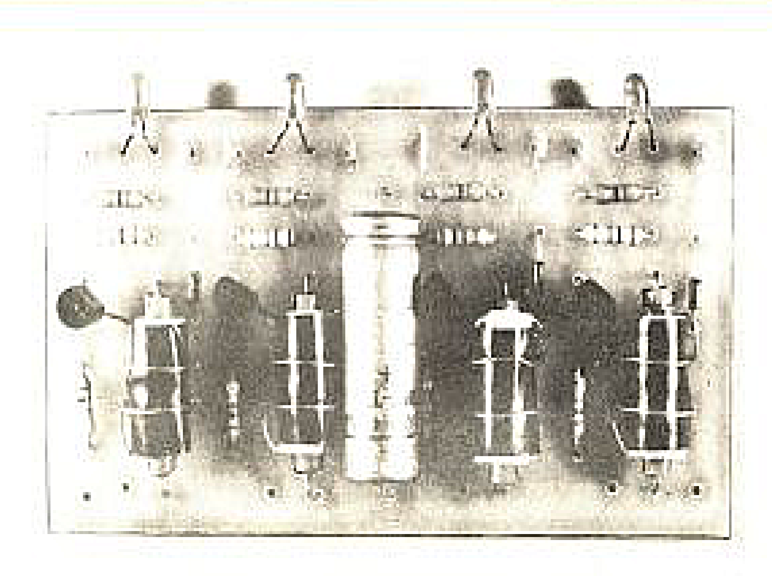


Photo 3. – Carte « commande de relais ».

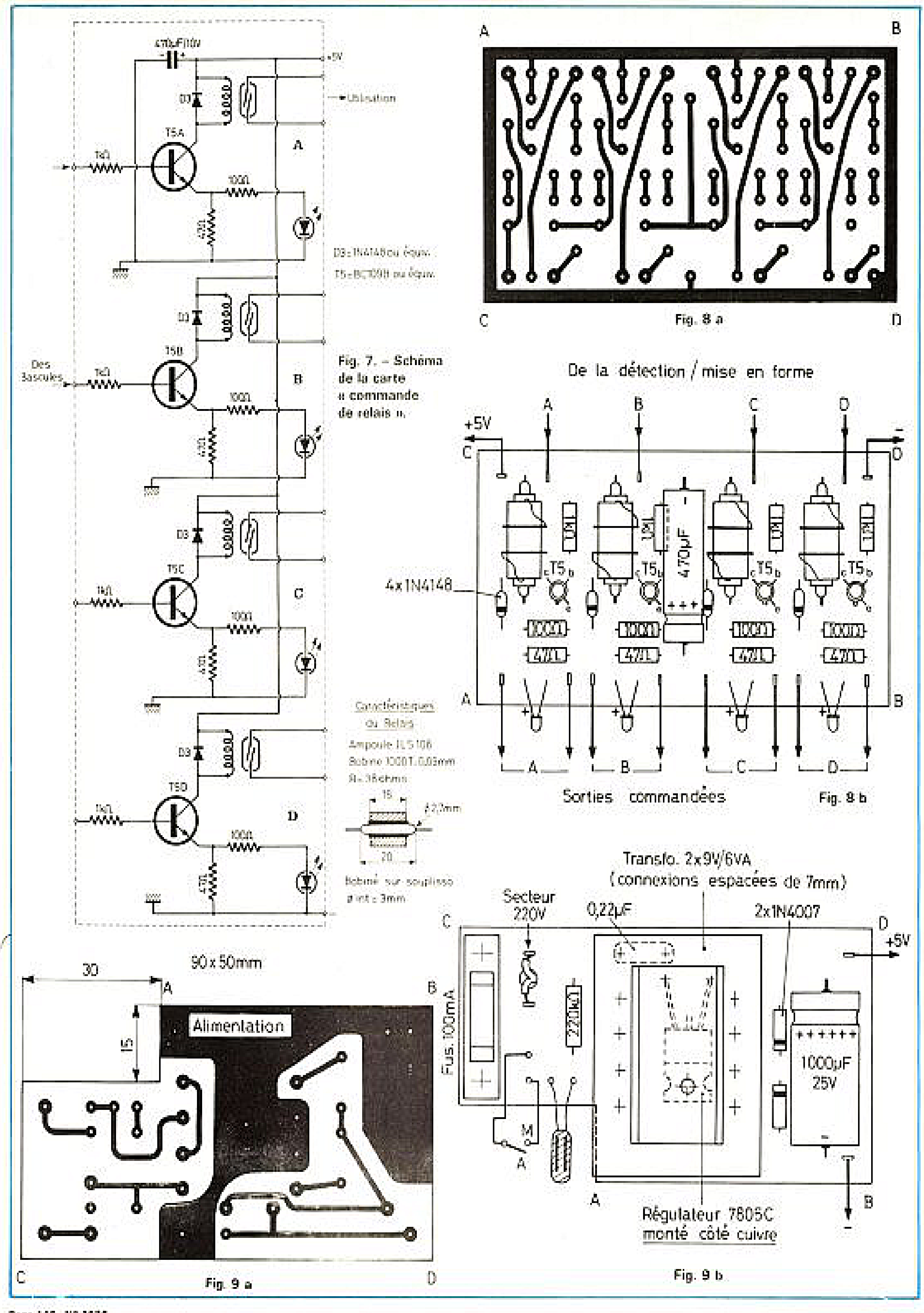


Fig. 7. – Schéma de la carte « commande de relais ».

Fig. 8 a

Fig. 8 b

Fig. 9 a

Fig. 9 b

Fig. 9 c

Fig. 10 b

Fig. 10 a

régulateur 7805 C est monté du côté cuivre (métal de la semelle contre cuivre).

Réalisation de l'ensemble

La figure 10 permet de repérer l'installation des cartes dans les rainures du coffret. On prendra soin de disposer les faces cuivrées comme indiqué sur la figure.

Dans ces conditions, le câblage d'interconnexion, relativement simple, sera facile à mettre en place. On utilisera, de préférence des liaisons rigides entre les cartes, à l'exception de l'alimentation qui sera reliée par des fils souples.

Les sorties sont reliées à des connecteurs quelconques. Nous avons trouvé pratique d'utiliser des embases à 2 broches DIN du type HP, bien que leurs dimensions soient un peu encombrantes.

La figure 11, enfin, présente le plan de perçage du panneau. On peut y ajouter 4 trous supplémentaires pour accéder au réglage des potentiomètres de niveau après la fermeture du coffret.

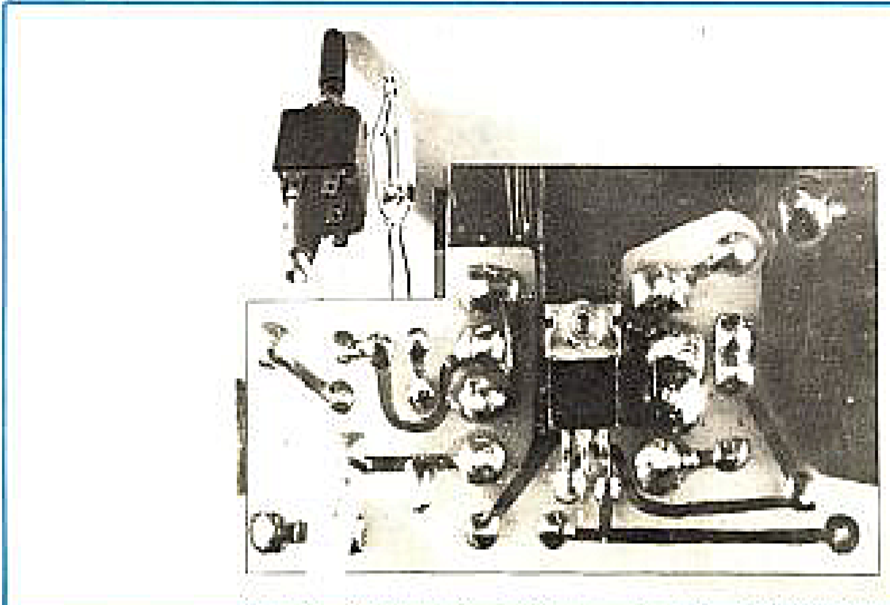


Photo 4. – Montage du régulateur sur la carte « alimentation »

Mise au point (avec appareils de mesure)

On procédera, tout d'abord à la mesure de la fréquence de résonance de chaque filtre du sélecteur au moyen d'un générateur audio-fréquence branché, avec le niveau voulu, à l'entrée du sélecteur. On mesurera la tension de sortie de la carte filtres et les sensibilités seront réglées de façon à obtenir 1 V pour 100 mV eff. à l'entrée. On notera soigneusement les valeurs des fréquences de résonance des filtres.

En utilisant un compteur fréquencemètre digital, relié à la sortie du générateur 4 fréquences, on réglera les potentiomètres du générateur respectivement sur les fréquences des voies notées précédemment. On se rappellera que les 4 oscillateurs du générateur peuvent fonctionner en permanence et simultanément, en déplaçant la borne de test T au + 5 V, la sonde du fréquencemètre est à relier successive-

ment à chacune des liaisons a, b, c et d (voir précédent article). Dès que ce réglage sera terminé, on rebranchera T au commun.

Dans ces réglages la présence d'un oscilloscope est très recommandée. On pourrait, d'ailleurs l'utiliser exclusivement pour effectuer les réglages du générateur en tension et en fréquence (en mesurant la période) s'il est suffisamment précis.

On vérifiera enfin que le couplage générateur-sélecteur donne des résultats corrects sur chaque voie. On reprendra, éventuellement les réglages de niveau.

Mise au point (sans appareils de mesure)

La présence d'oscillations sera décelée en branchant à la sortie du générateur un petit écouteur à haute ou moyenne impédance, on fera alors fonctionner successivement chaque voie.

On mettra les potentiomètres de niveau du sélecteur à mi-course. On reliera générateur et sélecteur et, faisant fonctionner chacune des voies du générateur, on ajustera fréquence (générateur) et niveau (sélecteur) de façon à obtenir l'allumage de chaque LED avec le minimum de niveau.

Si on dispose d'un multimètre, on branchera ce dernier en voltmètre continu, sur chacune des voies, entre commun (–) et base de T4 (+) du sélecteur. La sensibilité sera de 2 à 3 V.

Côté générateur, on disposera le strap entre T et + 5 V. Chaque sortie de voie sera prélevée (à travers 10 kΩ en série) sur chaque point a, b, c ou d. On règlera chaque fréquence du générateur de façon à observer un maximum de déviation du voltmètre. En cas d'impossibilité d'obtenir l'accord on modifiera la valeur de la résistance série avec le potentiomètre de réglage de fréquence (à la limite, on peut aussi changer la valeur du condensateur d'accord).

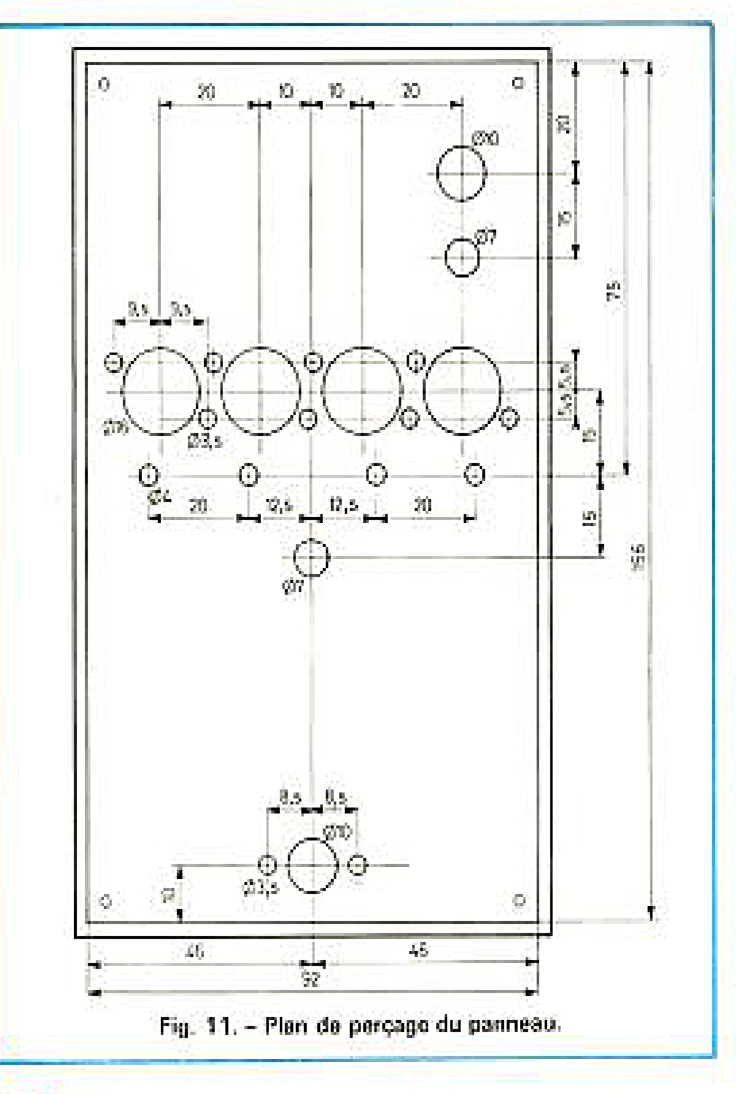


Fig. 11. – Plan de perçage du panneau.

Liste des composants

Divers

1 coffret Teko P3
1 cordon secteur
1 interrupteur uni (ou bi) polaire
1 néon midget, sorties à fil
1 bouton poussoir subminiature (contact enfoncé)
4 embases DIN 2 broches pour HP
1 embase cinch
– pour mémoire, visserie diverse

Alimentation régulée

1 transformateur 2 x 9 V (6 VA) GBC ref HT/3731-07 ou équivalent
1 résistance 220 kΩ, 0,5 W, 10 %
1 condensateur électrochimique 1000 µF (25 V) Cogeco ou équivalent
1 condensateur polyester 0,22 µF (150 V)
1 support de fusible et fusible 0,1 A (non temporisé)
2 diodes 1N4007 ou équivalent
1 circuit régulateur intégré Texas 7805C ou équivalent
1 circuit imprimé 90 x 50 mm (fig. 9) époxy

Commande de relais

4 ampoules ILS108 (Ø 2,7 mm, L = 20 mm) bobinage décrit figure 7
4 résistances 47 Ω 5 % (0,25 ou 0,5 W)
4 résistances 100 Ω 5 % (0,25 ou 0,5 W)
4 résistances 1 kΩ 5 % (0,25 ou 0,5 W)
1 condensateur 470 µF (10 V) Cogeco ou équivalent
4 transistors NPN BC109B ou type équivalent
4 diodes silicium 1N4148 ou type équivalent
4 diodes LED miniature (Ø = 3 mm)
1 circuit imprimé 90 x 50 mm (fig. 8) époxy

Détection / Mise en forme

4 résistances 220 Ω, 0,25 W 5 %
4 résistances 1 kΩ, 0,25 W 5 %
5 résistances 10 kΩ, 0,25 W 5 %
4 résistances 22 kΩ, 0,25 W 5 %
4 résistances 100 kΩ, 0,25 W 5 %
4 condensateurs tantale « goutte » 0,1 µF
4 condensateurs tantale « goutte » 1 µF
1 condensateur tantale « goutte » 2,2 µF
4 condensateurs tantale « goutte » 4,7 µF
1 condensateur tantale « goutte » 22 µF
8 transistors NPN BC109B ou type équivalent
8 diodes germanium AA118 ou type équivalent
2 circuits intégrés SN7473 ou équivalent
1 circuit imprimé 90 x 50 mm (fig. 6) époxy

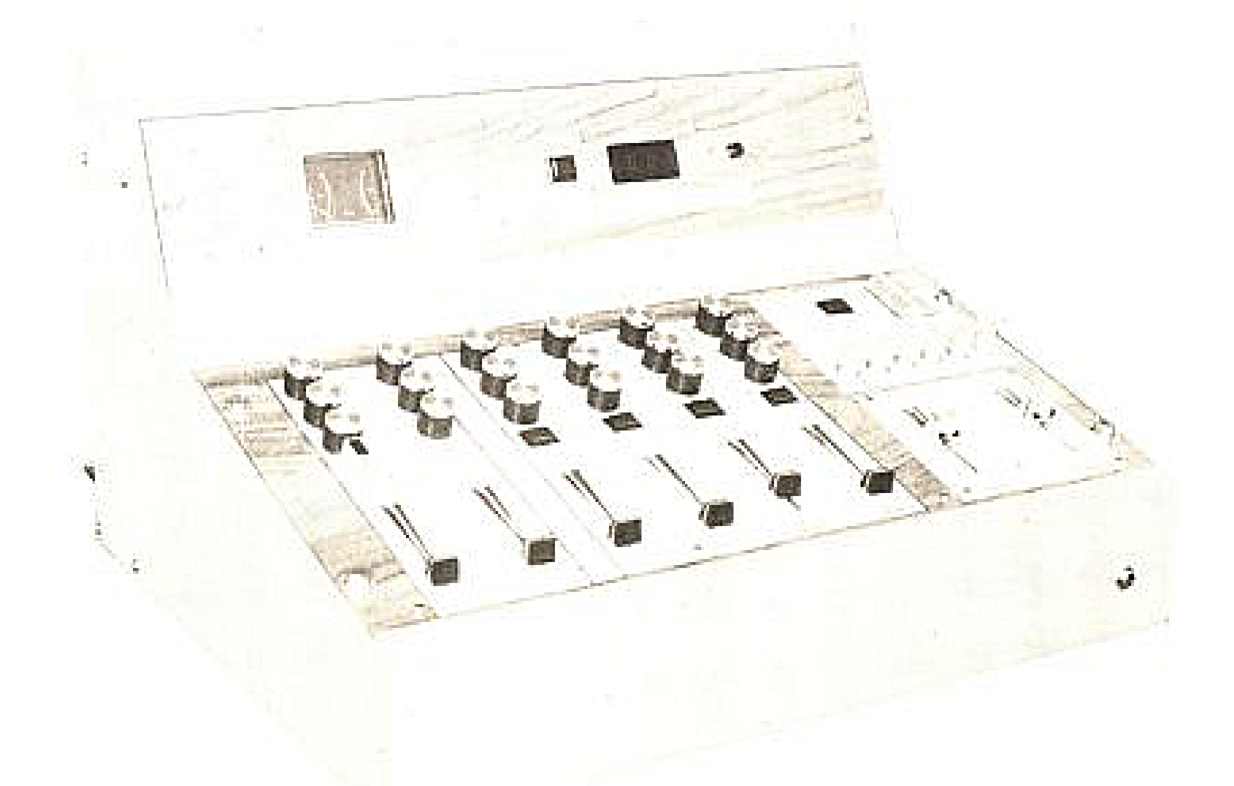
Circuits d'entrée / Filtres actifs

4 transformateurs Audax TRSS 32 ou équivalent
4 résistances 100 Ω, 0,25 W 5 %
2 résistances 1 kΩ, 0,25 W 5 %
2 résistances 2,2 kΩ, 0,25 W 5 %
1 résistances 100 kΩ, 0,25 W 5 %
4 résistances 220 kΩ, 0,25 W, 5 %
4 potentiomètres ajustables 4700 Ω
1 condensateur polyester 4,7 nF, 10 % ou mieux
2 condensateurs polyester 10 nF, 10 % ou mieux
2 condensateurs polyester 22 nF, 10 % ou mieux
2 condensateurs polyester 100 nF 10 % ou mieux
1 condensateur polyester 470 nF, 10 % ou mieux
1 condensateur tantale « goutte » 0,22 µF
5 transistors NPN BC109B ou type équivalent
1 circuit imprimé (fig. 4) époxy

J.C.

Rectificatifs article précédent, voir rubrique courrier technique.

UN PUPITRE DE MIXAGE



A SIX ENTREES

(Suite voir N° 1535)

Amplificateur ligne

Cet amplificateur se justifie par le fait :

– que nous avons fixé le niveau de sortie à 1 V efficace et que le mixage apporte une atténuation importante (14 dB)

– qu'il est plus économique d'avoir un amplificateur unique que six correcteurs à haut niveau de sortie

– que nous pouvons avoir besoin de faire varier en bloc le niveau de sortie ligne, en plus ou en moins d'ailleurs.

Le schéma de cet amplificateur est donné figure 6 et n'appelle aucun commentaire. Son gain est de 10 soit 20 dB. Bien entendu il est stéréophonique. Il est réalisé sur la même carte que l'amplificateur du casque pour la pré-écoute. Sa réalisation sera donc étudiée conjointement avec celle de ce dernier.

Amplificateur de casque

Étant donné la faible puissance nécessaire, des amplificateurs opérationnels μA 741 conviennent parfaitement et largement d'ailleurs ! (gare aux oreilles sensibles). Il était donc inutile d'introduire un autre type de composant. Les éléments résistifs R 259/260 (fig. 7) servent à adapter la résistance de sortie des amplificateurs à celle d'entrée du casque, celui que nous utilisons fait 8 Ω.

Nous trouvons à l'entrée quatre commutateurs qui permettent de raccorder chaque entrée indépendamment sur la ligne ou la pré-écoute. Ainsi avec une oreille on peut écouter le signal de sortie, avec l'autre le signal que l'on va envoyer en ligne, ce qui permet une recherche de synchronisme ou de fondu enchaîné sonore.

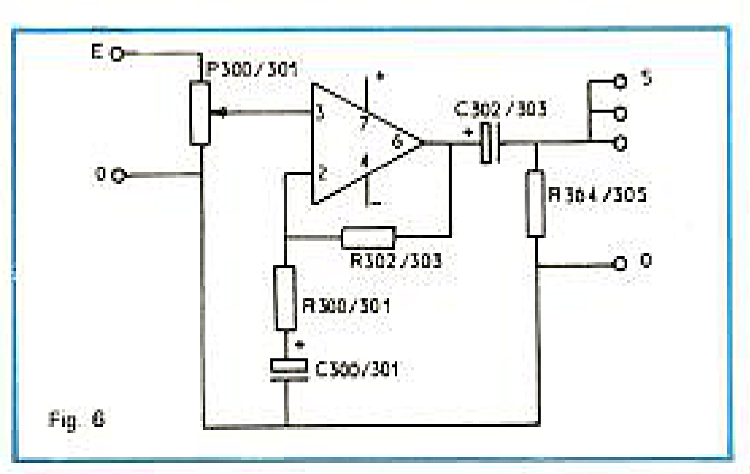


Fig. 6

Les éléments résistifs R 251/253 et R 252/254 constituent des atténuateurs de façon à égaliser les niveaux entre la ligne et la pré-écoute.

Les commutateurs sont réalisés au moyen de circuits intégrés MOS HBF 4016 A, quadruple interrupteur analogique. Nous avons préféré cette solution à celle des relais trop volumineux donc difficiles à loger au cœur du système. Le brochage de ces circuits est donné figure 8. Il faut une alimentation (Vdd) comprise entre 3 et 15 V. La commande s'effectue en raccordant l'entrée de contrôle soit à 0 soit à Vdd. Comme en logique TTL, une entrée « en l'air » doit être considérée comme étant à l'état logique 1. La tension d'entrée maximum de l'interrupteur est égale à Vdd.

Pensant que l'utilisation de ces circuits ne posait aucun

Circuit de commande

Fig. 7

problème nous avions fabriqué nos câblages imprimé double face avant d'avoir reçu les composants, et avons eu la désagréable surprise de constater que certaines précautions doivent être prises. Ainsi il faut laisser flottante l'entrée interrupteur, ou si ce n'est pas le cas comme dans notre réalisation, il est nécessaire d'appliquer une faible différence de potentiel positive à l'entrée. Sinon, interrupteur ouvert, une partie de la crête négative du signal se retrouve en sortie. Nous étions trop avancés pour modifier le schéma et l'implantation. Aussi les éléments résistifs nécessaires, 470 kΩ 1/8 ou 1/4 W ont été ajoutés directement sur les broches du circuit intégré, entre le + Vdd (+ 15 V) et l'entrée concernée, en fait les quatre. Ceci est et reste contraire à nos principes. Toutefois, nécessité fait loi, sinon exception, car nous ne pouvions plus recommencer la fabrication, nous n'en avions plus le temps. Nous avons opéré ainsi sur la plaquette amplificateur ligne et casque et, nous le verrons plus loin, sur la plaque de mixage.

Les amplificateurs ligne et casque sont montés sur la même plaque pour faciliter la réalisation au niveau de la commutation et des interconnexions. Cette plaque est en double face elle aussi.

Même précaution en ce qui concerne les amplificateurs opérationnels qu'il ne faut pas plaquer trop contre la carte. Les Ci 4016 étant des MOS attention aux charges d'électricité statique lors des manipulations.

Le plan nº 8 donne l'implantation, le plan nº 9 le câblage coté cuivre et le plan nº 10 le câblage côté composants. La photo 9 montre ces amplificateurs terminés avant essais. Il manque les éléments résistifs ajoutés par la suite sur les Ci HBF 4016.

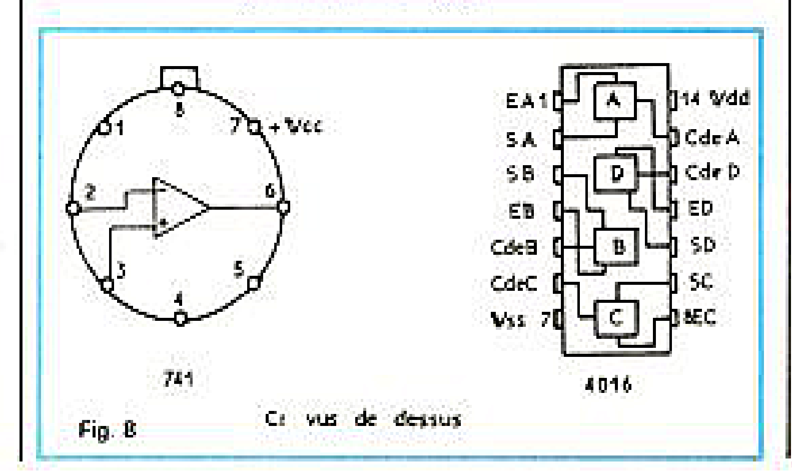


Fig. 8 Ci vus de dessus

Nomenclature électrique

Ampli ligne

R 300/301 = 18 kΩ 1/4 W 10 %

R 302/303 = 180 kΩ 1/4 W 10 %

R 304/305 = 100 kΩ 1/4 W 10 %

P 300/301 = CIPG ST58 1MA Radiohm

C 300/301 = 4,7 μF chimique 25 V

C 302/303 = 22 μF chimique 25 V

Ci 300/301 = μA 741 TO99

Ampli casque

R 251/252 = 47 kΩ 1/4 W 10 %

R 253/254 = 10 kΩ 1/4 W 10 %

R 255/256 = 10 kΩ 1/4 W 10 %

R 257/258 = 180 kΩ 1/4 W 10 %

R 259/260 = 330 Ω 10 % 1/2 W

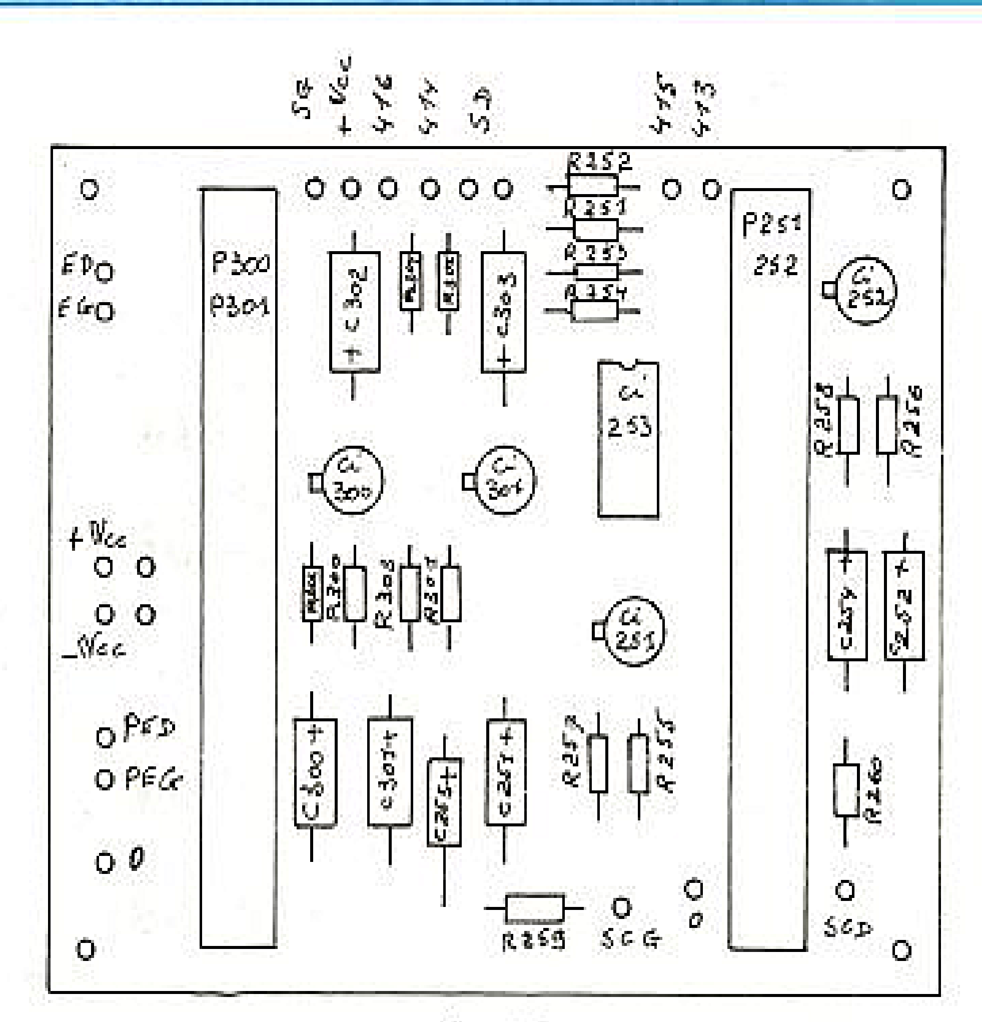
R 261 à 264 = 1 kΩ 1/4 W 10 %

R 265 à 268 = 68 Ω 10 % 1/2 W

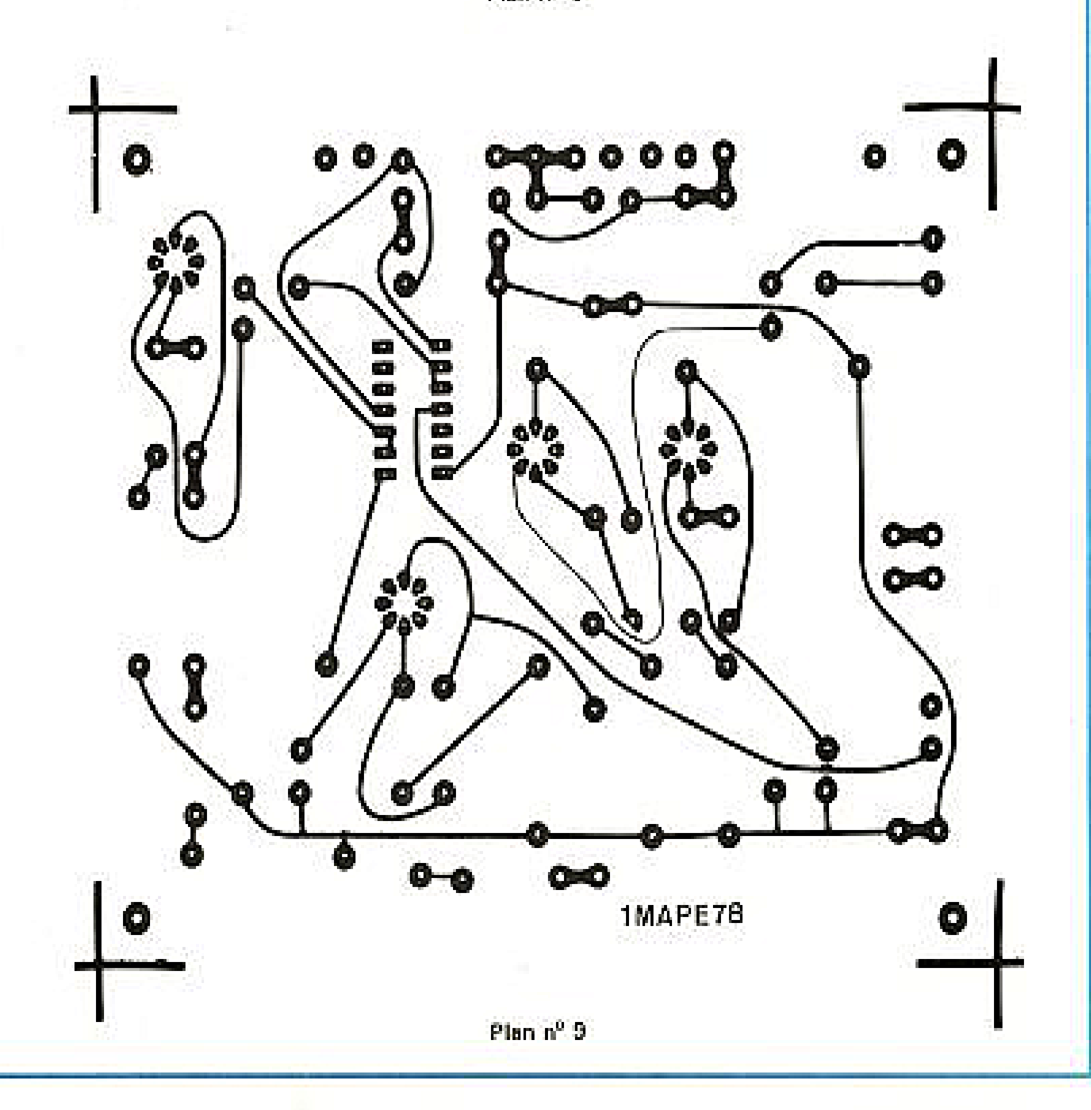
R 273 à 276 = 220 kΩ 1/4 W

P 251 = CIPG ST 58 1 MA Radiohm

C 251/252 = 4,7 μF chimique 63 V



Plan n° 8



Plan n° 9

C 253/254 = 220 µF chimique 16 V
Ci 251/252 = µA 741 T099
Ci 252 = HBF 4016 AE
M 251 à 254 = lampe LF98012 COMEPA
X 251/252 = inverseur SLW 3122 COMEPA

Mixage

Il est double :
- Un réseau pour la ligne.
- Un réseau commutable pour la pré-écoute.

Dans le réseau ligne le principe est simple :
- La sortie de chaque préamplificateur doit voir une charge qui reste constante en fonction de la position des potentiomètres.
- La sortie mélangée doit garder la même résistance interne quelles que soient les positions des différents potentiomètres.

Le schéma de principe pour deux voies est donné figure 9, où E1, R11 et E2, R12 représentent les générateurs équivalents aux correcteurs de tonalité Baxandall. Les valeurs de R11 et R12 sont voisines de 100 Ω << 10 kΩ. La résistance de sortie d'une voie va donc varier de 220 kΩ pour P min ou max, à 225 kΩ pour P en milieu de course. Les variations sont négligeables, même pour six voies. A droite du curseur du potentiomètre P2 par exemple, l'on voit R22 + RE//R sortie voie 1.

Nous venons de montrer que R sortie varie très peu. L'expression précédente peut être alors considérée comme indépendante des positions des curseurs des autres potentiomètres. La charge appliquée à la sortie du correcteur est quasi constante. Le même raisonnement s'applique à chaque voie. La rançon de ce dispositif est un affaiblissement du signal d'autant plus important que RE est petit.

Dans le réseau pré-écoute, nous retrouvons un peu modifiés les mêmes principes :
- La sortie de chaque préamplificateur doit voir une charge qui reste constante en fonction de la position des commutateurs.
- La sortie mélangée doit gar-

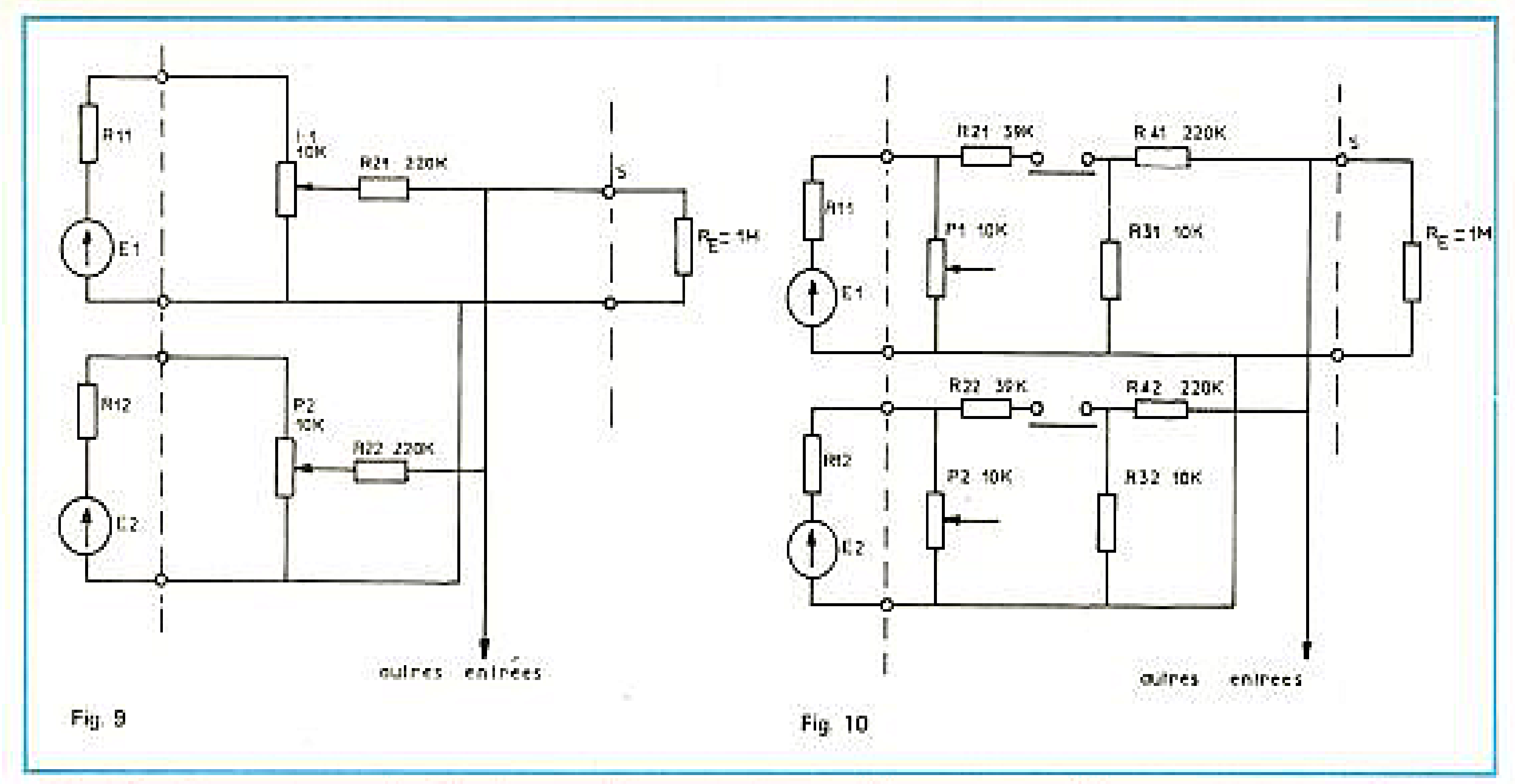


Fig. 9

Fig. 10

der la même résistance interne quelles que soient les positions des commutateurs.

Le schéma de principe pour deux voies est donné figure 10. Interrupteur ouvert, la résistance d'une voie est :

$R_S = R_4 + R_3$ avec $R_3 \leqslant R_4$

$R_S \simeq R_4$

Le générateur (sortie correcteur) voit P1 avec

$P1 >> R1$

C'est donc un générateur de tension quasi idéal. Interrupteur fermé l'on a :

$R_S = R_4 + R_3 // (R_2 + P_1 // R_1)$

Compte tenu des grandeurs relatives R_S devient :

$R_S \simeq R_4$

donc inchangé

Le générateur voit :

$P_1 // (R_2 + R_3) // R_S$

avec $(R_2 + R_3) << R_S$

et $[P_1 // (R_2 + R_3)] >> R_1$

Le générateur reste un générateur de tension quasi idéal. Les manœuvres d'interrupteurs restent pratiquement sans effet. La figure 11 donne le schéma d'ensemble pour les six voies. Les interrupteurs MOS sont représentés séparés de leur commande pour des raisons de clarté. Les indices permettent de s'y retrouver aisément.

Le plan n° 11 donne l'implantation de cette carte, le plan n° 12 le câblage coté cuivre, le plan n° 13 le câblage coté composants. Les ouvertures permettent le passage des commutateurs de télécommande des sources d'entrée, ils sont montés sur la platine avant.

Les grandes plages de cuivre constituent des blindages soit

Photo 8

Plan n° 10

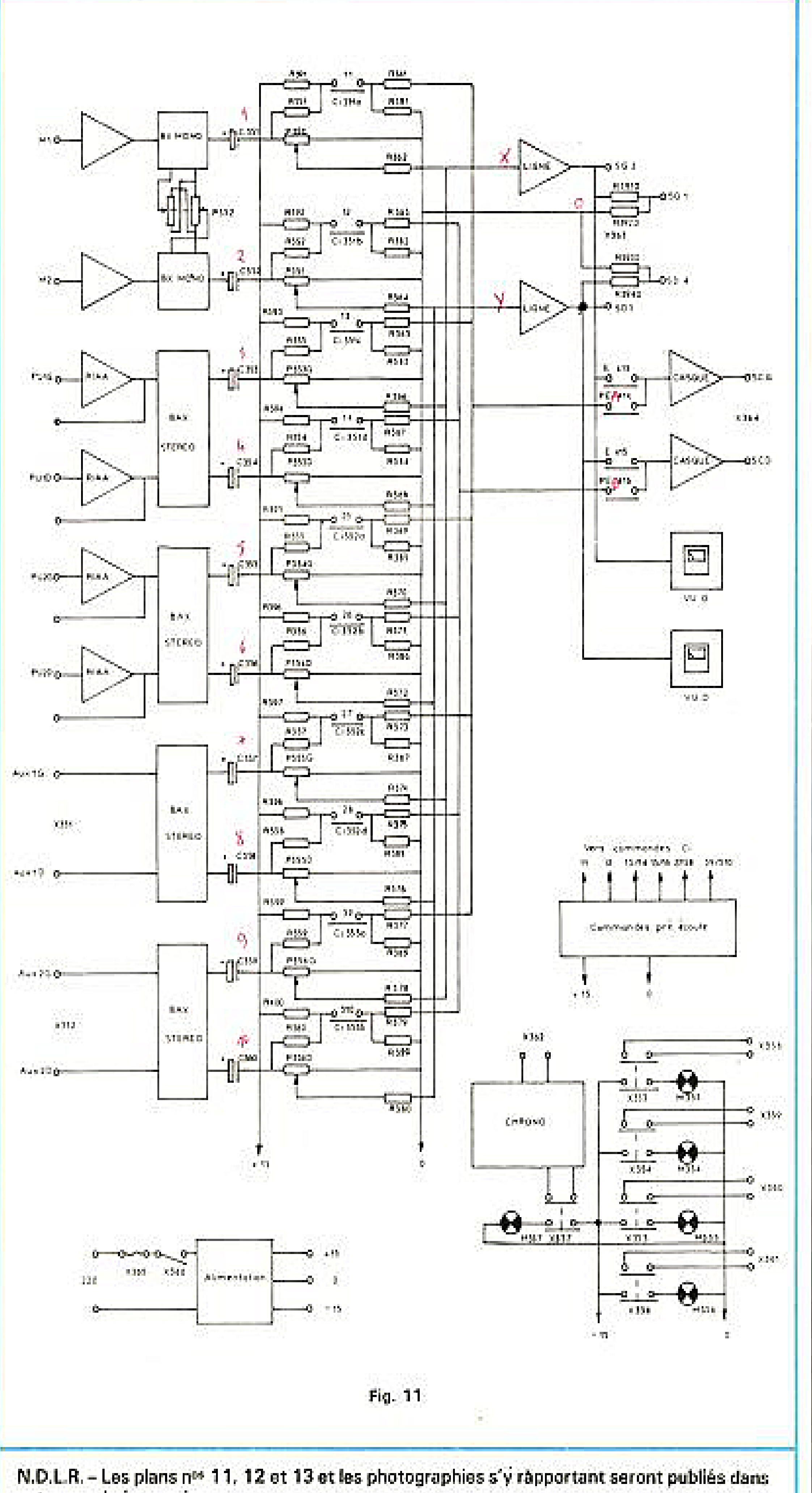


Fig. 11

N.D.L.R. – Les plans nos 11, 12 et 13 et les photographies s'y rapportant seront publiés dans notre prochain numéro.

contre le rayonnement ambiant, soit contre l'intermodulation des voies entre elles.

Les correcteurs seront montés en dernier bien d'aplomb. Deux tiges filetées avec entretoises plastique consolideront cet assemblage.

Le potentiomètre panoramique est facultatif. Si l'on veut le monter, (P352) il faudra l'insérer entre les points XX (fig. 5) en utilisant un trou de pastille libre comme relais pour l'armature négative du condensateur C7. Le câblage se fera en fil blindé.

Si non, respecter le plan d'implantation des correcteurs, ne pas percer la platine, modifier la face avant photogravée. Attention aux 4016 ce sont des MOS, même remarque que précédemment. Les photos 10 et 11 montrent la platine assemblée avant interconnexion. Il manque les éléments résistifs R391 à R400. Nous n'avions pas encore découvert leur nécessité lorsque la photo a été prise.

Nomenclature électrique :

R 351 à R 360 = 39 kΩ 1/4 W 10 %
R 361 à R380 = 220 kΩ 1/4 W 10 %
R 381 à R 390 = 10 kΩ 1/4 W 10 %
R 391 à R400 = 220 kΩ 1/4 W 10 %
R 3910 à R3930 = 1 MΩ 1/4 W 10 %
R 3920 à R3940 = 82 kΩ 1/4 W 10 %
P 350 à P351 = CI PG 58 10 kΩA Radiohm
P 352 à 357 = CI PGST 58 2 x 10 kΩ A Radiohm
C 351 à C360 = 22 μF chimique 25 V
Ci 351 à Ci 353 = HBF 4016 AE
X 351 à X 352 = socles DIN 870/01 MFOM
X 353 à X 357 = bouton poussoir LPS 300 B COMEPA
M 353 à M 357 = lampes OL 6003 BP COMEPA
X 358 à X 362 = socle DIN 879/05 MFOM
X 363 = socle DIN 870/01 MFOM
X 364 = jack femelle stéréo

(à suivre)

M. LABRE

REALISEZ UN AMPLIFICATEUR



HIFI ORIGINAL ET MODULAIRE

SI les études d'amplificateurs haute fidélité sont monnaie courante dans toutes les revues d'électronique de France et de Navarre, nous avons constaté qu'il était assez rare qu'une description convienne totalement à un amateur de HiFi donné ; on assiste alors à la construction d'un ampli avec le préampli décrit par X, le correcteur de Y et l'ampli de puissance de Z. En général, cet assemblage de schémas disparates fonctionne ; dire qu'il fonctionne bien, c'est autre chose. La raison est simple : un ampli forme un tout et, par exemple, au niveau de la liaison préampli vers ampli de puissance, les impédances sont adaptées ; si l'on change un des deux modules, cette adaptation n'est plus forcément réalisée et la bande passante de l'ensemble, le rapport signal/bruit et le taux de distorsion se dégradent.

Nous avons donc décidé de vous présenter dans les pages qui suivent la réalisation complète d'un ampli modulaire, c'est-à-dire, qu'à partir d'un châssis et d'une alimentation de base, vous pourrez réaliser l'ampli vous concernant le mieux, en choisissant les modules qui vous intéressent ; ces modules étant prévus pour se connecter entre eux dans toutes les configurations possibles et sans problème. Cette réalisation modulaire présente aussi les avantages suivants :

– possibilité de réalisation évolutive de l'ampli en fonction de votre budget ou de l'évolution technologique ;

– câblage de l'ensemble entièrement simplifié ; les modules s'enfichant dans des connecteurs (archi-courants et très peu coûteux) ;

– possibilité, lors de la sortie sur le marché d'un nouveau circuit ou d'un nouveau schéma, de l'essayer dans l'ampli à des fins de comparaison sans avoir à démonter ou à câbler quoi que ce soit ;

– mise en service et dépannage (peu probable) extrêmement simplifiés.

Ces avantages étant exposés, entrons dans le vif du sujet en étudiant la liste des modules qui seront décrits.

Modules et caractéristiques

Nous n'allons pas dresser un catalogue complet, dans les lignes qui suivent, mais seulement indiquer les grandes lignes de cette réalisation.

– Les modules amplificateurs de puissance

Nous décrirons des amplificateurs de puissance à transistors classiques, de 10 W à 160 W efficaces, avec ou sans protection électronique, avec ou sans protection des haut-parleurs contre les surcharges. Nous décrirons aussi un amplificateur de puissance de 15 W efficaces, totalement protégé, équipé d'un circuit intégré, disponible sur le marché français (attention, nous disons circuit intégré et non pas module hybride, dont les prix nous paraissent un peu élevés).

– **Les modules correcteurs de tonalité**

Nous décrirons des correcteurs à transistors et à circuits intégrés, avec réglage des graves et des aigus ou avec réglages graves, médiums et aigus. Nous décrirons aussi un module commutable en correcteur classique ou en ampli linéaire, pour ceux qui veulent vraiment de la HiFi (le signal ne passe plus dans les circuits correcteurs en position « ampli linéaire »).

– **Les modules préamplificateurs**

C'est à ce niveau que la variété sera la plus grande puisque nous étudierons des préamplificateurs à transistors et à circuits intégrés faible bruit ; nous réaliserons des préamplificateurs RIAA, bas niveau linéaire, haut niveau linéaire, adaptateurs d'impédances, etc.

– **Les modules annexes**

Ils seront de plusieurs types : filtres passe-haut et passe-bas actifs et passifs, circuits de commande de vu-mètres, circuits indicateurs de surcharge, etc.

– **Les modules originaux**

C'est ici que cette étude va prendre tout son intérêt ; nous réaliserons en effet les circuits suivants : module correcteur de tonalité, commandé par des tensions continues autorisant ainsi une télécommande de l'amplificateur de très loin, avec peu de fils non blindés ; module de réglage de volume ayant le même avantage ; module commutateur d'entrées à commande électronique, supprimant les commutateurs à X galettes de Y circuits couverts de fils blindés (!) ; module de filtres actif permettant la réalisation d'un amplificateur à filtres actifs (un amplificateur de puissance par haut-parleur, la répartition des fréquences étant faite avant les amplis de puissance dans le module filtre actif) dont les performances sont incontestablement très supérieures aux amplis conventionnels suivis d'enceintes à filtres passifs.

Présentation de l'ensemble

Tous les circuits précédents sont réalisés sur des circuits imprimés simple face enfichables dans des connecteurs 18 contacts au pas de 3,96 mm : ces connecteurs sont disponibles à très bas prix, chez la plupart des revendeurs de composants ; il suffit de feuilleter la revue pour s'en rendre compte. Ces connecteurs sont montés à demeure dans un boîtier contenant également l'alimentation commune à toutes les versions réalisables. Le brochage des connecteurs est standardisé et de ce fait le câblage de ceux-ci est extrêmement simple.

Ce boîtier supporte également les éléments mécaniques tels que prises, potentiomètres, commutateurs, etc.

Certaines dispositions pouvant varier un peu au niveau de la disposition mécanique des réglages, en face avant, selon l'utilisation que vous voudrez faire de votre ampli, nous allons effectuer un petit rappel théorique très simple, afin de bien mettre les choses au point. De plus, nous pensons que cela sera utile à nos nouveaux lecteurs et aux lecteurs débutants.

Généralités sur un amplificateur HiFi

Avant d'aborder ce paragraphe, nous précisons que, sauf absolue nécessité, nous ne représenterons toujours sur les schémas qu'un canal de l'amplificateur puisque les canaux « droit » et « gauche » d'un amplificateur stéréo sont rigoureusement identiques.

Le synoptique de la figure 1 nous montre qu'un ampli HiFi se compose principalement de quatre types de modules : les préamplis d'entrées, le préampli correcteur, l'ampli de puissance et l'alimentation trop souvent négligée malgré sa très grande importance.

Ces quatre parties font appel à des techniques totalement différentes puisque, si, au niveau des préamplificateurs d'entrée on manipule des millivolts, au niveau des amplificateurs de puissance on manipule des dizaines de volts, sous plusieurs ampères. Afin d'améliorer notre connaissance de la question, étudions un peu plus en détail chaque partie en commençant par le début de la chaîne, c'est-à-dire :

Les préamplificateurs d'entrées

Leur fonction est double ou triple selon le cas ; en effet, ils doivent :

– Amplifier le signal d'entrée de façon telle que, en sortie, et quelle que soit l'entrée choisie, le niveau soit à peu près identique, c'est-à-dire que, par exemple, si l'on fixe comme niveau de sortie du préamplificateur 250 mV, il faudra un gain de 250 pour une entrée micro (un micro délivre à peu près 1 mV), tandis qu'il faudra un gain de 1 pour une entrée PU piézo (un PU piézo délivre environ 200 mV).

– S'adapter à l'impédance de la source sur laquelle ils sont branchés ; en effet, on démontre que le fonctionnement d'un système est optimum quand les impédances sont adaptées, c'est-à-dire, par exemple, que si l'on dispose d'un tuner ayant une impédance de sortie de 100 kΩ, on a intérêt à ce que l'entrée tuner ait une impédance d'entrée de 100 kΩ. En fait, le fonctionnement correct est encore assuré si l'impédance d'entrée est supérieure à l'impédance de sortie de ce qui y est branché ; par contre, le contraire est désastreux. Certaines impédances étant normalisées, cela facilite le travail.

– Effectuer dans certains cas une correction fixe et bien déterminée ; par exemple le préamplificateur PU magnétique réalise la correction RIAA : cette correction consiste à suramplifier les graves par rapport aux aigus, selon une courbe bien définie (la courbe RIAA), afin de réaliser l'opération inverse de ce qui a été effectué à la gravure du disque pour résoudre certains problèmes techniques.

Dans un amplificateur qui comporte un certain nombre d'entrées, nous voyons donc que les caractéristiques de ce préamplificateur doivent être assez variables ; pour cela, en général, on réalise un amplificateur à très grand gain et l'on change le réseau de contre-réaction, comme le montre le synoptique de la figure 2, selon les caractéristiques désirées. D'autre part, il faut aussi commuter les prises d'entrée sur l'entrée du préamplificateur. Tous ces signaux étant à faible niveau, le câblage est à réaliser avec soin et en fil blindé. Le commutateur d'entrée devient alors vite un « monstre chevelu » d'où émerge un gros paquet de filasse. De plus, même en câblant avec soin, le rapport signal/bruit n'est pas extraordinaire, en particulier à cause des inductions diverses sur le commutateur.

La solution exposée sur le synoptique de la figure 3 est par contre beaucoup plus intéressante et, contrairement à ce que l'on peut penser à pre-

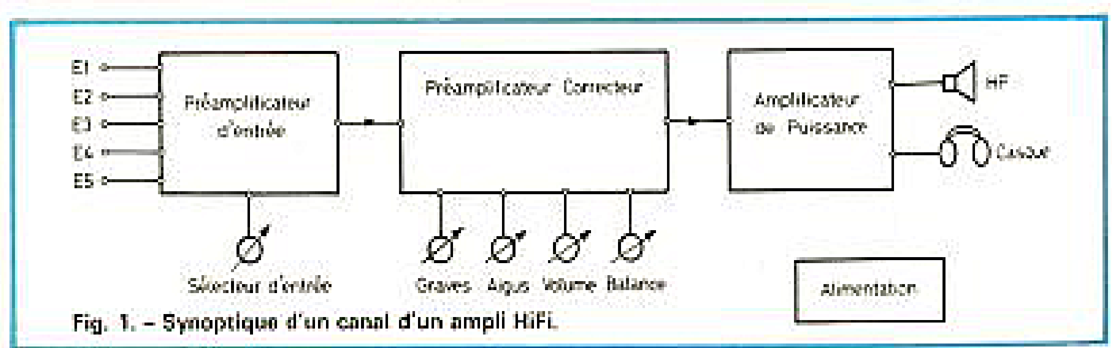


Fig. 1. – Synoptique d'un canal d'un ampli HiFi.

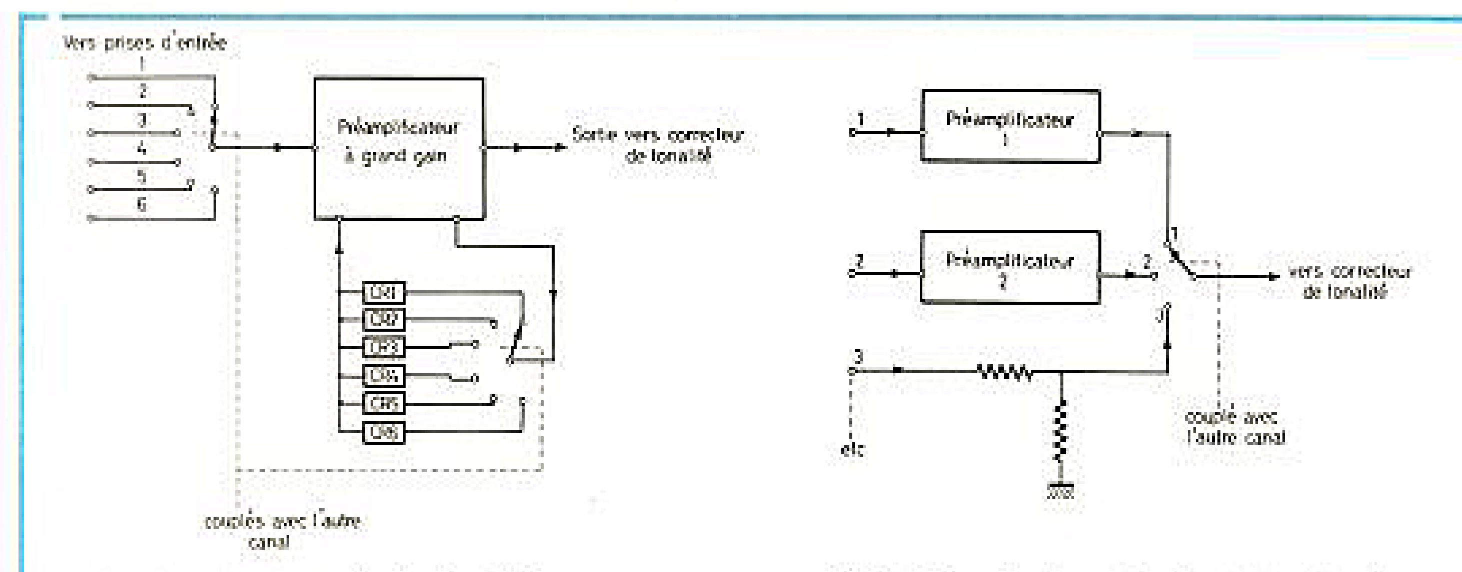


Fig. 2. – Synoptique du système à préampli unique.

Fig. 3. – Synoptique du système à multiples préamplis.

mière vue, plus économique.

Chaque entrée est reliée à un préamplificateur ou à un atténuateur à résistances, selon la sensibilité désirée et ce sont les sorties des préamplificateurs des atténuateurs qui sont commutées. L'avantage est évident par rapport au cas précédent : on commute des signaux à niveaux relativement élevés (250 mV), les commutations sont plus simples que dans le cas précédent (commutateur à deux circuits pour de la stéréo contre quatre circuits précédemment) ; les préamplificateurs peuvent être mieux adaptés à une tâche précise puisqu'ils ne sont plus polyvalents ; enfin, deux transistors et quatre ou cinq résistances coûtent moins cher qu'une galette de commutateur. Par conséquent, c'est cette solution que nous avons adoptée : la description d'un nombre important de préamplificateurs spécifiques la rendant très souple ; cependant, pour être en accord avec l'introduction de cet article, nous indiquerons comment réaliser la solution de la figure 2.

Le correcteur de tonalité

Son synoptique visible en figure 4 est assez classique : un premier étage à faible impédance de sortie réalise une séparation efficace entre la sortie du préamplificateur correcteur et le réglage de tonalité proprement dit. Celui-ci est effectué à partir du circuit maintenant bien connu et dû à un ingénieur britannique, M. Peter J. Baxandall, dont il porte le nom. Il s'agit d'un circuit de contre-réaction sélective, variable en fonction de la position des potentiomètres ; c'est pour cette raison que le Baxandall proprement dit est couplé à l'ampli qui lui fait suite. Cet ampli a également une faible impédance de sortie, pour attaquer, dans les meilleures conditions possibles, les réglages de volume et de balance. Nous devons faire quelques remarques sur la disposition des réglages et leur nombre au niveau de ce correcteur.

Tout d'abord, nous avons fait figurer le réglage de médium en pointillés, car, à notre avis, c'est un gadget ajouté par les fabricants d'amplis, pour sacrifier à la mode, hélas, très répandue, du « plus y a de boutons, plus ça se vend ! ». Nous décrirons cependant un Baxandall à réglage de médium (pour ceux qui aiment...).

Ensuite, nous vous faisons remarquer la position du réglage de volume ; celui-ci est situé après les correcteurs de tonalité alors que beaucoup de constructeurs d'amplificateurs le placent avant, ce qui est une aberration. En effet, lorsque l'on écoute l'amplificateur à faible puissance (ce qui est très souvent le cas en appartement), si le volume est avant les correcteurs, on réduit le signal mais le souffle généré par les correcteurs est appliqué intégralement à l'amplificateur de puissance, ce qui détériore le rapport signal/bruit ; si le volume est après les correcteurs, on réduit dans les mêmes proportions le signal et le souffle et on conserve ainsi un bon rapport signal/bruit.

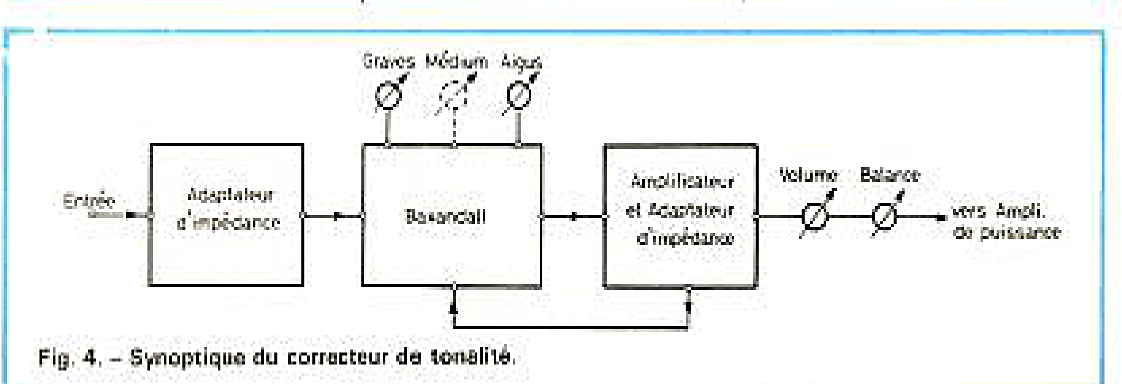


Fig. 4. – Synoptique du correcteur de tonalité.

L'amplificateur de puissance

C'est un des gros morceaux de tout amplificateur car, s'il est relativement simple de réaliser les préamplificateurs et les correcteurs, la conception d'un bon amplificateur de puissance n'est pas évidente. Ici, point n'est besoin de synoptique, un amplificateur de puissance est une boîte dans laquelle on rentre du 500 mV sous 10 kΩ d'impédance (à peu près), et qui sort quelques dizaines de volts sur une impédance de 4 Ω. D'après la bonne vieille loi d'Ohm : U = RI, nous voyons par exemple que 10 V sur 4 Ω cela fait 2,5 A, ce qui n'est pas négligeable et qui est surtout incapable de passer dans des fils fins comme des cheveux comme nous en avons vus en sortie de certains amplis !

La puissance que peut fournir un ampli est principalement imposée par deux facteurs : la tension d'alimentation et l'impédance du haut-parleur. Mais, nous allons y venir.

Tout d'abord, nous voulons faire une remarque en ce qui concerne l'étage de sortie de l'amplificateur ; deux conceptions sont possibles comme le montre la figure 5. Une alimentation non symétrique et un chimique de très forte valeur entre l'ampli et le haut-parleur : ce chimique doit être de valeur autant plus forte que l'impédance du H.P. est faible et que l'on veut descendre bas en fré-

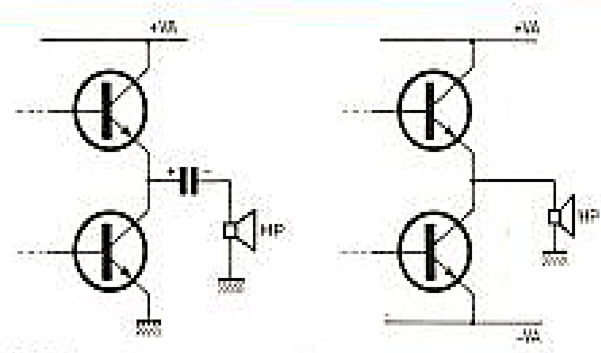


Fig. 5. – Les deux aspects possibles de l'étage de sortie.

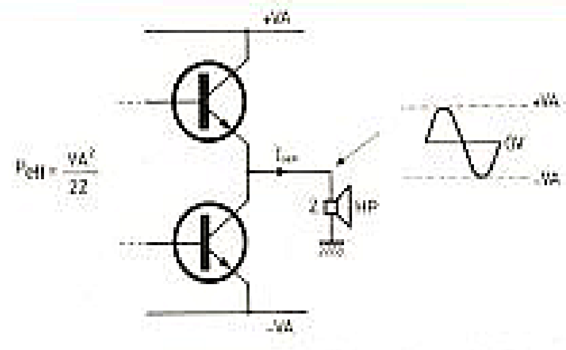


Fig. 6. – Calcul de la puissance efficace de sortie d'un ampli.

quence (par exemple, un 2200 μF sur 4 Ω fait perdre 3 dB, c'est-à-dire la moitié de la puissance disponible, à 20 Hz). De plus, un chimique est fondamentalement non linéaire et peut introduire de la distorsion à faible puissance.

Une alimentation symétrique ne revient pas plus cher et permet de s'affranchir du chimique de sortie : l'amplificateur passe alors le continu, c'est-à-dire qu'il n'y a plus de limitation de bande passante du côté des fréquences graves. Cette solution étant techniquement meilleure que la précédente, nous ne décrivons, sauf une exception, que des amplis à liaison directe.

Selon l'optimisme du réalisateur, quant à la qualité des composants et surtout des fusibles, certaines protections électroniques peuvent être montées sur cet amplificateur, protection contre les courts-circuits en sortie, protection du haut-parleur, en cas de destruction d'un transistor de puissance, etc.

Puissance, impédance et alimentation

Nous allons faire un petit peu de théorie quant aux mesures et calculs des puissances de sortie qui, si on consulte les notices des fabricants, semblent être empreints de la plus complète fantaisie. Avant tout, nous tenons à préciser que seuls les watts efficaces (ou RMS sur les notices en anglais) ont un sens : les watts crête, crête à crête, musicaux, IHF, etc., ne sont que du « tape à l'œil ». Le calcul (à 10 %) de la puissance d'un ampli est extrêmement simple. Examinons le schéma de la figure 6 : l'excursion maximum de tension aux bornes du haut-parleur sera de + VA à – VA (en supposant que les tensions de saturation des transistors sont nulles, ce qui est exact pour un calcul à 10 % près). Donc la tension crête à crête aux bornes du H.P. sera de 2 VA ; sa valeur efficace est donc :

$$V_{eff} = \frac{2\ VA}{2 \times \sqrt{2}} = \frac{VA}{\sqrt{2}}$$

avec

$\sqrt{2} \simeq 1{,}414$

La puissance efficace délivrée au haut-parleur (d'impédance Z) sera donc :

$$P_{eff} = \frac{(V_{eff})^2}{Z} = \frac{VA^2}{2\ Z}$$

Ainsi, un amplificateur ayant la configuration de la figure 6 (cas général), alimenté par exemple sous + et – 20 V et chargé par un H.P. de 4 Ω, ne pourra pas fournir plus de :

$$P_{eff\ max} = \frac{20^2}{2 \times 4} = \frac{400}{8} = 50\ W_{eff}$$

Nous voyons donc, à la lumière de ces calculs, que la tension d'alimentation est primordiale quant à la puissance de sortie. D'autre part, il est une notion qu'il vous faut bien réaliser : c'est le calcul de l'intensité que devra pouvoir fournir l'alimentation. Reprenons notre exemple ci-dessus : on démontre que $P_{eff} = Z\ I^2_{eff}$, I_{eff} étant l'intensité du courant passant dans le haut-parleur, donc du courant fourni par l'alimentation, dans notre cas :

$50 = 4 \times I^2_{eff} \quad I_{eff} \simeq 3{,}5\ A$

Dans le cas d'un ampli stéréo de 2 x 50 W sur 4 Ω, le transfo et l'alimentation pourront être amenés à fournir, dans les pointes de modulation, jusqu'à 2 x 3,5 A soit 7 A. Il faut bien être conscient de cela quand on réalise l'alimentation.

L'alimentation

L'alimentation est en fait scindée en deux parties : la partie chargée d'alimenter les amplificateurs de puissance et la partie chargée d'alimenter les préamplificateurs.

La figure 7 donne son schéma synoptique. Un transformateur à point milieu au secondaire, suivi de quatre diodes et de deux condensateurs chimiques de très forte valeur, constitue l'alimentation de puissance ; aucune régulation n'est prévue et nous allons le justifier, car c'est une pratique logique mais encore mal admise. Nous avons vu précédemment que l'alimentation pouvait être amenée à fournir des courants allant jusqu'à 7 A ; dans ces conditions, une régulation revient très cher, car le transistor ballast doit être un modèle puissant monté sur un radiateur monstrueux. De plus, il faut un circuit sur le + et un sur le –. Il est beaucoup plus logique de concevoir un amplificateur de puissance se passant de régulation (ça ne revient pas plus cher en composants), l'économie réalisée étant alors très importante. Par contre, il est fondamental d'employer des condensateurs chimiques de très fortes valeurs, car ce sont eux qui fournissent le courant dans le cas d'un appel brutal dû à une reprise d'orchestre à forte puissance par exemple.

Les préamplificateurs consomment très peu et supportent assez mal une alimen

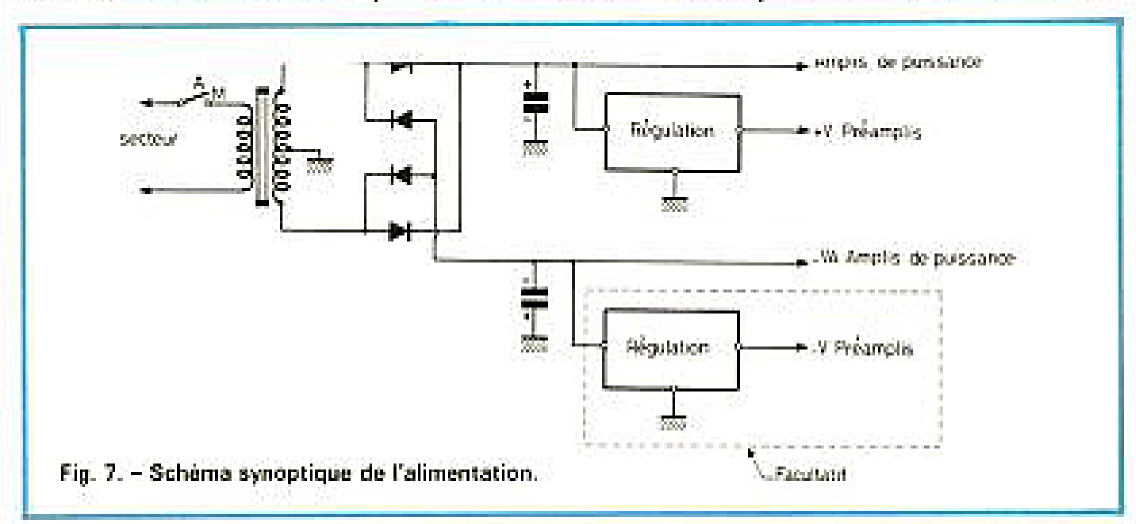


Fig. 7. – Schéma synoptique de l'alimentation.

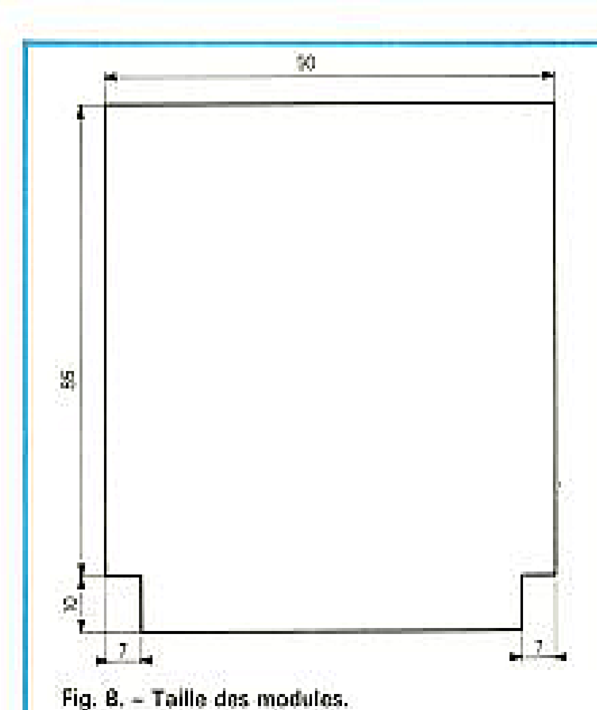


Fig. 8. – Taille des modules.

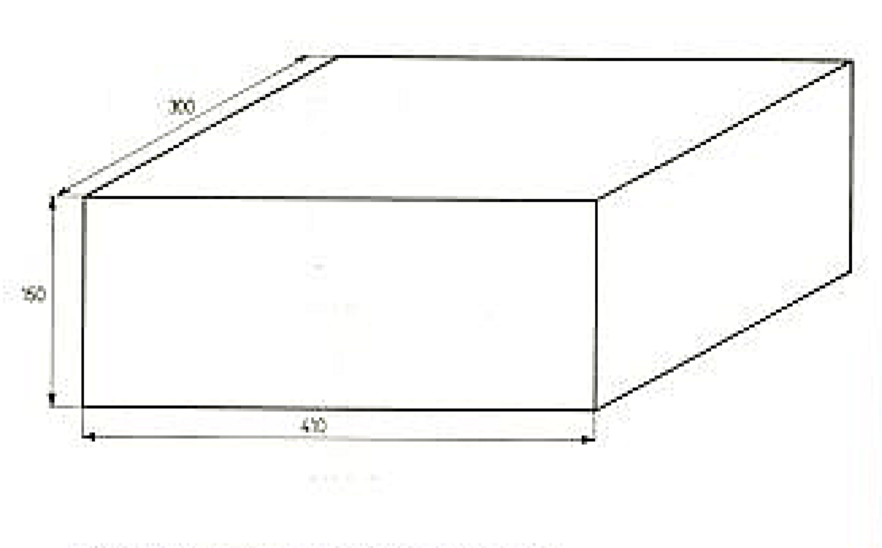


Fig. 9. – Dimensions du boîtier de notre ampli.

tation non régulée, surtout à cause des variations de tension que lui impose l'amplificateur de puissance ; nous avons donc prévu un circuit de régulation (ou deux selon les modules que vous réaliserez) pour les préamplificateurs.

Nous avons passé en revue les aspects thermiques généraux de la structure d'un ampli HiFi ; les détails seront vus au fur et à mesure de la réalisation. Nous allons maintenant étudier la partie la plus ennuyante pour un électronicien : la mécanique, car c'est, hélas, par elle qu'il est logique de commencer.

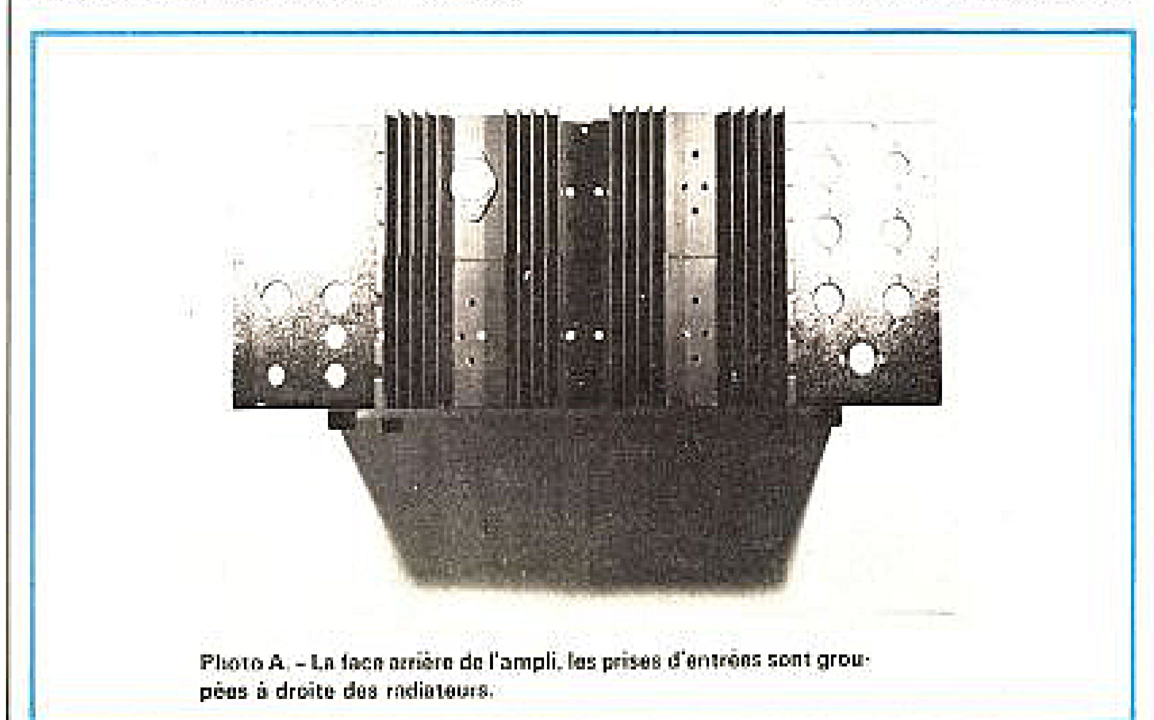
Le boîtier

Afin de ne pas être trop limité au point de vue nombre de composants, nos cartes ont la taille indiquée figure 8 ; cela nous impose donc certaines contraintes quant à la taille du boîtier. Les dimensions du nôtre sont indiquées figure 9 ; il peut recevoir en plus de l'alimentation de puissance quatorze modules, ce qui est plus que suffisant. Nous vous indiquons en figure 10 la disposition à adopter à l'intérieur du boîtier, et en figure 11 une disposition logique de la face arrière. Les prises d'entrée doivent être placées le plus loin possible du transformateur pour éviter les inductions de 50 Hz. Si l'on veut sortir de la puissance, les transistors de puissance vont chauffer ; leur meilleure place est donc sur un radiateur dont la taille minimum pour un transistor et pour un ampli de 2 x 60 W efficaces est d'environ 100 x 75 x 30 de hauteur. La meilleure place pour ces radiateurs est l'air libre, c'est-à-dire l'arrière de l'amplificateur ; dès lors il est logique de les monter au milieu de la face arrière (voir photos) réalisant ainsi une séparation entre la zone des prises d'entrée et le côté des prises secteur, haut-parleur et divers.

L'auteur étant équipé en matériel européen, les prises d'entrée sont des DIN. Il est souhaitable d'en prévoir au moins sept. Pour ce qui est des sorties H.P., nous vous déconseillons totalement les prises DIN H.P. inaptes à passer de façon correcte les 4 à 5 A crête requis à pleine puissance. Nous avons adopté les classiques dominos secteur ; si vous trouvez des pinces, comme celles dont sont équipés la plupart des amplis japonais, tant mieux ! Du côté prises de sortie, nous avons également prévu deux prises DIN de commande (cas de la télécommande de l'ampli) et de sortie (cas de l'ampli à filtres actifs).

Pour récapituler, nous avons en face arrière :
- 7 prises DIN 5 broches à 180° (ou 14 CINCH si vous préférez),
- 4 radiateurs de transistors de puissance,
- 2 prises DIN 7 broches (télécommande et ampli à filtres actifs),
- 1 passe fil secteur,
- 2 douilles bananes espacées de 19 mm pour brancher une prise secteur,
- 1 ensemble de dominos pour faire la sortie vers les haut-parleurs.

La face avant est beaucoup plus libre quant à sa réalisation, puisque les contraintes sont quasiment inexistantes et que « des goûts et des couleurs, il ne faut point discuter ». Nous insisterons seulement sur deux points importants :
- le sélecteur d'entrées doit


Photo A. – La face arrière de l'ampli, les prises d'entrées sont groupées à droite des radiateurs.

Compartiment alimentation

TA

Chimiques de filtrage

Ch.

Ch.

Carte "alimentation de puissance"

Connecteurs pour CI

Emplacement libre pour les composants montés en face avant

AVANT

Fig. 10. – Disposition interne.

être placé en face des prises d'entrées de la face arrière et l'inter M/A en face du transformateur :

– le nombre minimum de réglages à prévoir est indiqué ci-dessous :

– 1 commutateur d'entrées (nombre de positions au choix),
– 1 potentiomètre de volume,
– 1 potentiomètre de balance,
– 1 potentiomètre de graves,
– 1 potentiomètre d'aigus,
– 1 prise casque,
– 1 inter M/A,
– 1 inter HP/casque,
– 1 inter mono/stéréo,
– 1 inter normal/magnétophone pour le monitoring.

De plus, selon ce que vous désirez, vous pouvez aussi prévoir :

– 1 potentiomètre de médium (inutile à notre avis),
– 1 commutateur correcteur ou linéaire permettant de supprimer les correcteurs de tonalité (très utile à notre avis),
– 1 commutateur pour un filtre coupe bas (rumble) : inutile à notre avis,
– 1 commutateur pour un filtre coupe haut (scratch) ; inutile également,
– 2 vu-mètres, inutiles mais très jolis,
– 2 LED indicatrices de surcharges ou de défaut (très utile).

Même si votre ampli n'a pas encore une organisation générale bien définie, cette liste doit vous permettre d'imaginer une face avant.

Le boîtier peut, par exemple, être réalisé en pliant en u une plaque de Dural de 10/10 pour former ainsi la face arrière, la fausse face avant (fausse car elle sera recouverte d'une plaque décorative) et le fond : c'est le cas de la maquette dont vous pouvez voir les photos. Le capot est selon une vieille habitude de l'auteur constitué par un u en contre-plaqué, recouvert extérieurement d'adhésif plastique (façon bois par exemple !) et tapissé intérieurement au moyen de feuilles d'aluminium ménager, pour former un blindage. Nous avons prévu, à l'arrière de ce capot, une grille d'aération, pour faciliter l'évacuation des calories produites, en particulier par l'alimentation.

Décoration de la face avant

C'est en général cette partie qui pose le plus de problèmes, surtout pour un amplificateur HiFi dont le rôle n'est pas de rester dans le coin bricolage de la maison.

Nous n'osons pas dire de

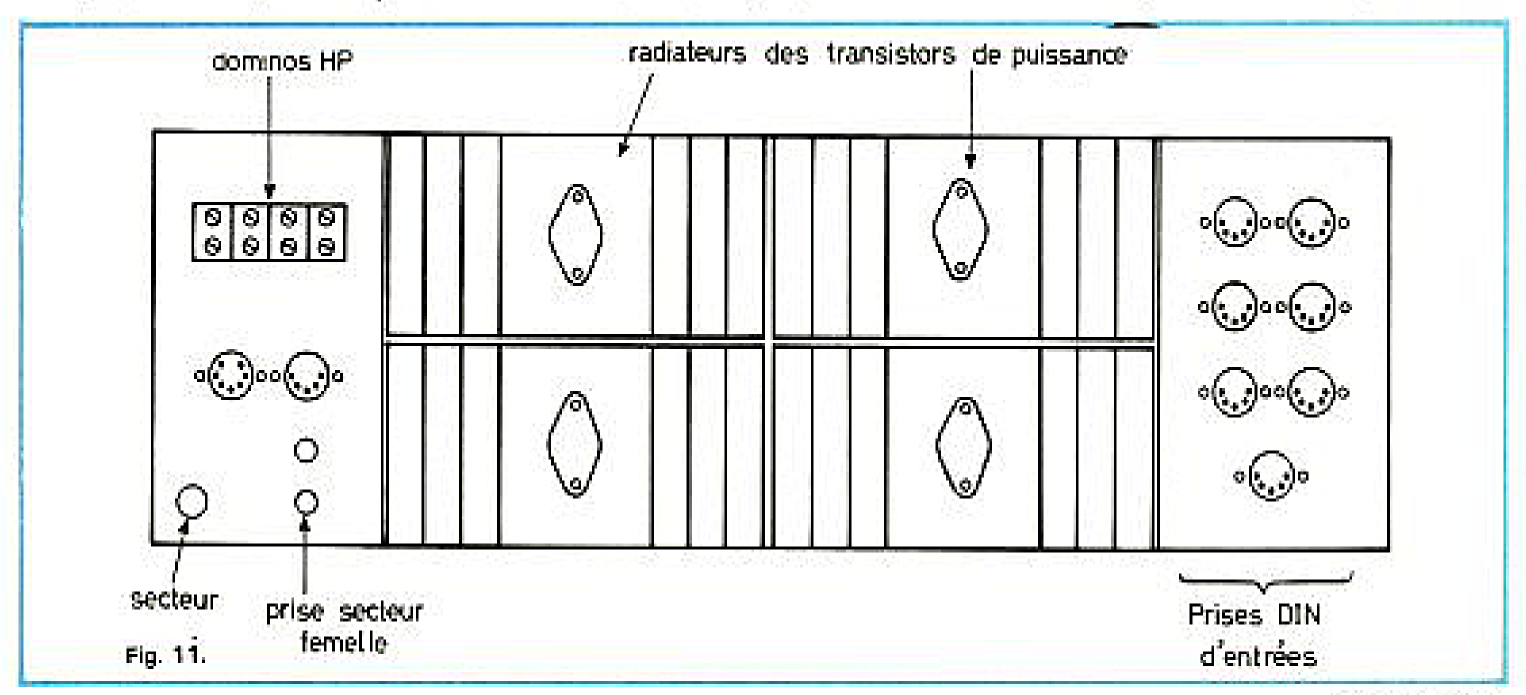


Fig. 11.

regarder les photos pour apprécier la qualité de la face avant de la maquette, car celles-ci passent assez mal à l'imprimerie ; nous pouvons vous dire que la face avant est en aluminium brossé, recouvert d'un vernis transparent donnant un aspect satiné des plus réussis. Nous allons vous indiquer dans les lignes qui suivent comment nous avons procédé.

Tout d'abord il faut percer soigneusement la fausse face avant (celle du u en Duraî compte tenu de l'implantation des réglages choisis ; ensuite, il vous faut acheter une plaque d'alu brossé de 10/10e environ ; on en trouve chez OBI-BHV et tous les géants du bricolage ; la nôtre vient de chez les Cyclades Radio (publicité gratuite !). Si cette plaque n'est pas vendue avec un adhésif de protection, empressez-vous de tapisser généreusement ce qui deviendra la face avant de large ruban adhésif en papier.

Découpez alors la plaque aux dimensions de la face avant du u, et superposez-les ; marquez par l'intérieur les deux trous les plus extrêmes sur l'envers de la face avant décorative ; percez-les. Attention, lors du perçage des trous dans la plaque d'alu brossé : nettoyez soigneusement le support de la perceuse après chaque trou, car un copeau métallique sur lequel on appuie la face avant fait une belle rayure, malgré le papier protecteur !

Placez alors la face avant sur la fausse ; mettez en place les deux accessoires allant dans les trous (au besoin ajustez ceux-ci avec une « queue de rat ») ; vous pouvez alors tracer tranquillement et précisément tous les autres trous.

Une fois ceux-ci percés et ajustés, décollez soigneusement le ruban adhésif et ébavurez les trous avec grand soin ; une lime qui glisse et vous pouvez tout recommencer !

Nettoyez alors soigneusement la plaque au moyen d'alcool à 90° par exemple (pour dégraisser), puis munissez-vous de lettres et symboles à transférer à sec (Letraset, Alfac, Decadray, etc.). Collez votre face avant sur du papier à petits carreaux qui vous serviront de guides pour placer vos lettres bien dans l'alignement les unes des autres, et allez-y. Si vous vous trompez dans un marquage ou si une lettre est de travers, ne vous inquiétez pas, appliquez sur celle-ci un morceau de ruban adhésif, suivez les contours de la lettre au travers du ruban avec un vieux stylo bille, par exemple, et en enlevant le ruban la lettre vient sans laisser de trace.

Une fois que vous avez fini, pulvérisez sur cette plaque plusieurs couches, à intervalles suffisamment longs pour laisser sécher chaque couche, de vernis protecteur. Nous avons utilisé avec succès du « 101 Protective Coating » de chez Letraset qui présente l'énorme avantage de ne pas laisser de trace, même si on le pulvérise trop généreusement et qu'il coule ; de plus, son aspect satiné est très agréable à l'œil. Le vernis pour circuits imprimés est à proscrire pour ce genre d'application, car il forme des auréoles autour des lettres. Ne soyez pas avare sur le nombre de couches, nous en avons mis 5 !

Votre face avant terminée et un montage « en blanc » réalisé pour juger de l'effet produit, il est prudent de ranger celle-ci car elle risquerait de prendre des coups pendant le perçage du fond du boîtier.

Conclusion

Nous espérons que cette étude théorique simplifiée aura été utile et qu'elle vous permettra d'aborder la réalisation en ayant une vue d'ensemble de la question.

Le mois prochain, nous entrerons dans le vif du sujet en abordant la réalisation de l'alimentation de puissance, de l'alimentation stabilisée et des modules amplificateurs de puissance. Nous ferons également la mise en service progressive de chaque module dès sa réalisation terminée.

(à suivre)

C. TAVERNIER

UNE SOURCE ECONOMIQUE D'AIR COMPRIME POUR VOTRE LABORATOIRE

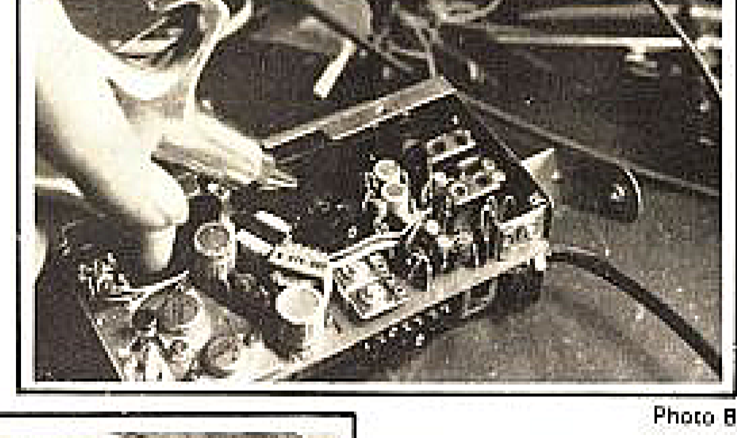


Photo B

LORS de l'entretien de certains de nos appareils de mesure, nous sommes souvent confrontés à des problèmes de dépoussiérage difficiles à résoudre alors qu'avec de l'air comprimé, cela serait si aisé. C'est la raison pour laquelle nous vous proposons un « truc » peu coûteux, surtout quand il s'agit d'un équipement d'usage épisodique et ne nécessitant pas de très fortes pressions.

Sa description ne nécessitera pas de long discours mais quelques photographies sans légende suffiront.

Nous préciserons que :

Photo A

– la roue, achetée à la casse, provient d'une 404, nous la faisons gonfler chez notre pompiste habituel à 4 bars ;

– le tuyau est une fourniture standard dans toutes les quincailleries ;

– le « pistolet » de marque « Kremlin » se procure, sur commande, également dans les quincailleries ;

– nous avons dépensé environ 120 F pour nous équiper ainsi.

B.D.

LES MACHINES QUI PARLENT ET QUI LISENT

LES machines parlantes que nous connaissons reproduisent les sons enregistrés, paroles et musique, par l'intermédiaire de haut-parleurs; mais, depuis longtemps, on a songé à construire des machines destinées, non à reproduire, mais à imiter la voix humaine. Leur histoire est déjà longue; les premières étaient mécaniques et acoustiques; elles sont désormais électroacoustiques et électroniques et leurs applications sont devenues très intéressantes dans de nombreux domaines.

Ces machines qui parlent ne sont pas seulement utiles pour obtenir des effets sonores curieux, en particulier, des truquages pour la sonorisation et le cinéma sonore; elles peuvent aussi être combinées avec des dispositifs de lecture automatique des textes. Grâce à l'utilisation de dispositifs récents, on peut ainsi concevoir des machines à lire des textes et qui parlent, par exemple, à l'intention des aveugles, de même qu'on peut songer à réaliser, inversement, des machines à écrire fonctionnant directement sous l'action de la parole.

Ces systèmes de production de la parole sont adaptés sur les ordinateurs, qui peuvent ainsi directement répondre à nos questions en langage parlé direct, sans avoir besoin d'aucune conversion. On réalise ainsi de merveilleux « robots parlants », analogues à ceux qui figurent dans les films de science-fiction.

Les machines parlantes habituelles, pour merveilleuses qu'elles soient, ne font cependant que transmettre, enregistrer, et restituer les paroles et les chants primitivement produits par des hommes et, en quelque sorte « en conserve ». Un autre problème consiste à obtenir des sons articulés par des moyens artificiels et, pour le résoudre, il a fallu d'abord obtenir une parfaite compréhension du mécanisme de la parole et de la nature physique du langage. Les progrès réalisés sont dus, en grande partie, à ce que désormais nous connaissons beaucoup mieux les moyens de cette production, grâce aux systèmes d'analyse que nous avons à notre disposition.

La production de la parole

Au point de vue de l'ingénieur acousticien, tout bruit ou tonalité produit par l'organe vocal humain est obtenu par une succession de fonctions élémentaires : souffle, émission, résonance/diffusion, mais aucune ne peut être attribuée à un élément particulier du mécanisme.

Lorsque nous parlons, l'air venant de nos poumons passe dans le larynx contenant nos cordes vocales; leurs vibrations excitent la masse d'air de notre pharynx, de notre bouche, et de notre nez. Ces organes constituent des cavités résonnantes, qui, par un jeu de muscles, peuvent changer continuellement de formes.

En se modifiant, elles favorisent la création de fréquences multiples, c'est-à-dire harmoniques, de la fréquence de vibration des cordes vocales ; elles sont modifiées constamment en intensité, en nombre, et en rang.

Pour les voyelles, le larynx sert constamment de générateur mais, pour les consonnes, c'est plutôt le pharynx qui agit. Le voile du palais intervient plus ou moins selon les langues; le rayonnement sonore n'est pas complètement limité par l'effet du nez et des lèvres,

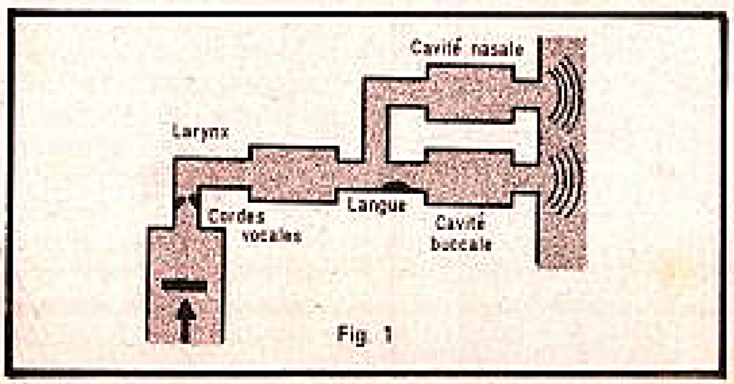


Fig. 1

car, pour les syllabes explosives, le phénomène se produit d'une manière appréciable directement à travers les tissus. Les différents rythmes, les genres d'émissions sonores dépendent d'un grand nombre de réactions nerveuses (fig. 1).

Notre bouche émet les voyelles et les consonnes sonores pour une position et une forme déterminée des cavités résonnantes. Certains harmoniques de la fréquence de vibration des cordes vocales sont favorisés et nous entendons la voyelle « a », pour certaines voyelles, dites « sourdes », et certaines consonnes, les cordes vocales ne vibrent même pas, les sons sont uniquement modulés et produits par les cavités résonnantes. La parole met ainsi en jeu des phénomènes physiques très complexes par le nombre de paramètres à contrôler et par la précision nécessaire de chacun d'eux.

En fait, les cordes vocales, ainsi que le résonateur : cavité nasale, buccale et larynx, sont contrôlés par le cerveau, de façon à produire un texte intelligible.

Les cordes vocales constituent essentiellement un générateur de sons contrôlable en hauteur ; les autres organes influent sur les variations du timbre, et les transitoires constituant l'articulation, comme nous l'avons noté. Les sifflantes ne sont pas produites par les cordes vocales.

Dans les divers types de machines qui parlent, on s'est, d'ailleurs, efforcé évidemment, beaucoup moins d'imiter le langage sous tous ses aspects, qu'étudier l'importance des paramètres essentiels pour l'intelligibilité de la parole.

La voix humaine est, en fait, une suite de silences, de parties mélodiques dues à la vibration des cordes vocales, et de bruits plus ou moins sourds. Techniquement et quantativement, la voix est en fait caractérisée essentiellement par deux paramètres, d'une part, la fréquence de vibration des cordes vocales, de 300 à 3 500 Hz, que l'on appelle aussi mélodie de la voix, et d'autre part, l'intensité des vibrations.

On a ainsi, dès le début de l'emploi des techniques modernes étudié des machines perfectionnées d'analyse de la voix, et même des machines qui parlent paramétriques.

Mais l'attention ne se porte pas seulement à l'heure actuelle sur les machines à langage parlé, mais sur la mise au point de machines à lire et à écouter ; leur réalisation suppose aussi évidemment l'utilisation de systèmes d'analyse de la parole, comme de reconnaissance des textes.

Les premières machines qui parlaient

Dès l'Antiquité, semble-t-il, des chercheurs ingénieux ont réalisé des « statues parlantes », merveilles d'acoustique, sinon de mécanique ; mais, la plupart du temps, en fait, un homme caché à l'intérieur de la statue parlait, tandis que de longs tuyaux portaient sa voix !

Les ouvrages d'histoire des sciences mentionnent l'existence au cours des siècles d'assez nombreuses « têtes parlantes », mais sans donner des détails sur leur mécanisme et leur fonctionnement. Il a fallu attendre 1780 pour voir apparaître les premières machines automates parlants, fonctionnant réellement sans supercherie.

C'est à ce moment qu'un professeur de physique de l'Université de Copenhague, Kratzenstein, à l'instigation, d'ailleurs, de l'Académie des Sciences de St Petersbourg, s'efforça de réaliser une machine pouvant, comme un instrument de musique, articuler des mots sous l'action des doigts.

Des facteurs d'orgue habiles pouvaient, à ce moment déjà, faire prononcer à certains tubes des orgues, dits pour cette raison « voix humaine », les lettres « a » et « o » en y posant une soupape ou épiglotte, en y adaptant des tuyaux plus ou moins coniques très fins avec une fente horizontale, ou un bicône resserré pour l'octave aigu.

Katzenstein était allé plus loin puisqu'il était parvenu à mettre au point une première ébauche de sa machine à parler imitant les voyelles disant « papa, maman » et qui pouvait même chanter.

Ses émules ont été, à la même époque, un physicien hongrois le Baron Wolfgang de Kempelen, bien connu depuis lors pour la réalisation de son fameux automate joueur d'échecs qui réussit, dit-on, à battre Napoléon ; il y a eu aussi, en France, un abbé passionné de mécanique, l'Abbé Mical, continuateur des travaux du célèbre Vaucanson.

Ces recherches et ces travaux, malgré leurs imperfections, enthousiasmaient les contemporains ; au début du XIXe siècle, sir David Brewester s'écriait ainsi : « Nul doute qu'avant un siècle, une machine parlante et chantante se compte au nombre des conquêtes de la Science ».

Par des moyens purement mécaniques et acoustiques, le XVIIIe siècle européen était déjà arrivé bien près du résultat, et la physique amusante donnait la vie aux vieux rêves de magie. C'était le temps des charmants automates, musiciens et parlants, qui font encore l'étonnement des visiteurs des musées d'Arts et Métiers, et la joie des collectionneurs de plus en plus nombreux.

Au début du XIXe siècle, d'ailleurs, les recherches dans ce domaine avaient continué. Wheatstone réalisa une machine qui parle analogue au Collège Royal de Londres, et, dans sa jeunesse, Alexander Graham Bell, l'inventeur du téléphone, expérimenta un appareil de ce genre. Sir Richard Paget, un amateur ingénieux d'essais scientifiques, présenta un dispositif simple mais remarquable, le Cheirophone, avec lequel il pouvait produire des paroles articulées en soufflant simplement dans ses mains repliées au moyen d'un chalumeau.

Les machines qui parlent et l'électro-acoustique

L'avènement du téléphone permettait l'utilisation des procédés électriques et électroacoustiques, au lieu des méthodes purement mécaniques et acoustiques, et la réalisation d'une autre catégorie de machines qui parlent.

Entre les deux guerarres mondiales, les chercheurs de l'American Telephone and Telegraph et des Laboratoires Téléphoniques Bell ont ainsi construit plusieurs machines à parler. Dès 1924, Harvey Fletcher pouvait présenter ainsi un appareil à touches émettant des sons de voyelles et deux mots « papa, mama », mais c'est sans doute le Voder, dont le nom dérive de l'expression américaine « Voice Operation

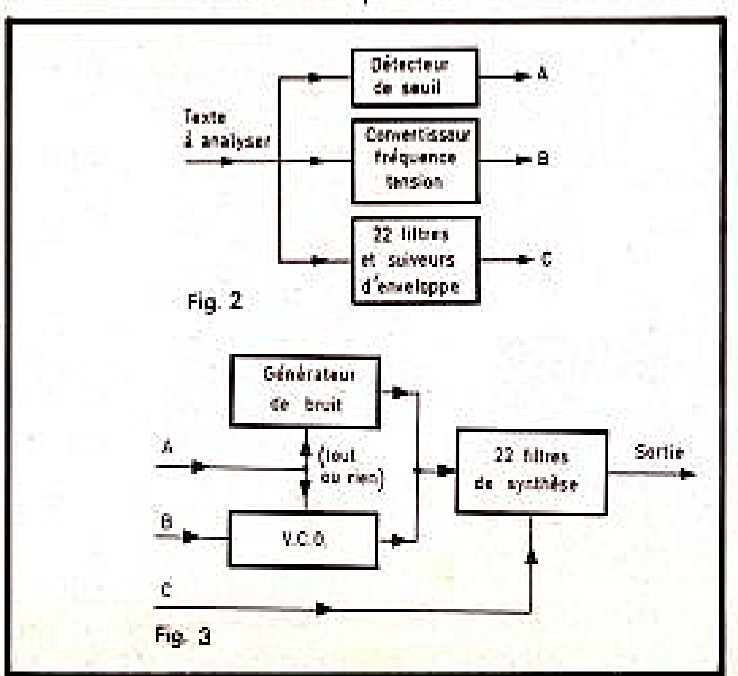


Fig. 2

Fig. 3

Demonstrator », mis au point en 1936 par H. Dudley, qui a constitué la première machine à parler moderne en comportant, en particulier, un système très complet d'analyse de la voix.

En 1939, les visiteurs des expositions internationales de New York et de San-Francisco pouvaient déjà écouter une véritable conversation entre un speaker et une machine à parler Voder manœuvrée par une opératrice entraînée. Deux appareils Voder pouvaient aussi bavarder entre eux.

Les Voders sont ainsi des appareils électroniques capables de produire artificiellement la parole au moyen de dispositifs électroniques et électroacoustiques ; ils utilisent des montages actifs d'oscillateurs électriques émettant des sons continus de fréquences variables au moyen d'une pédale, et correspondant aux vibrations des cordes vocales pour les sons des voyelles.

Les sons sifflants sont produits normalement en rétrécissant le passage de l'air au moyen de la langue ; le voder les fournit par un autre oscillateur. Enfin, les effets de modulation et de résonance du pharynx, de la bouche, et du nez sont imités en utilisant des filtres électriques réglés par des potentiomètres à touches.

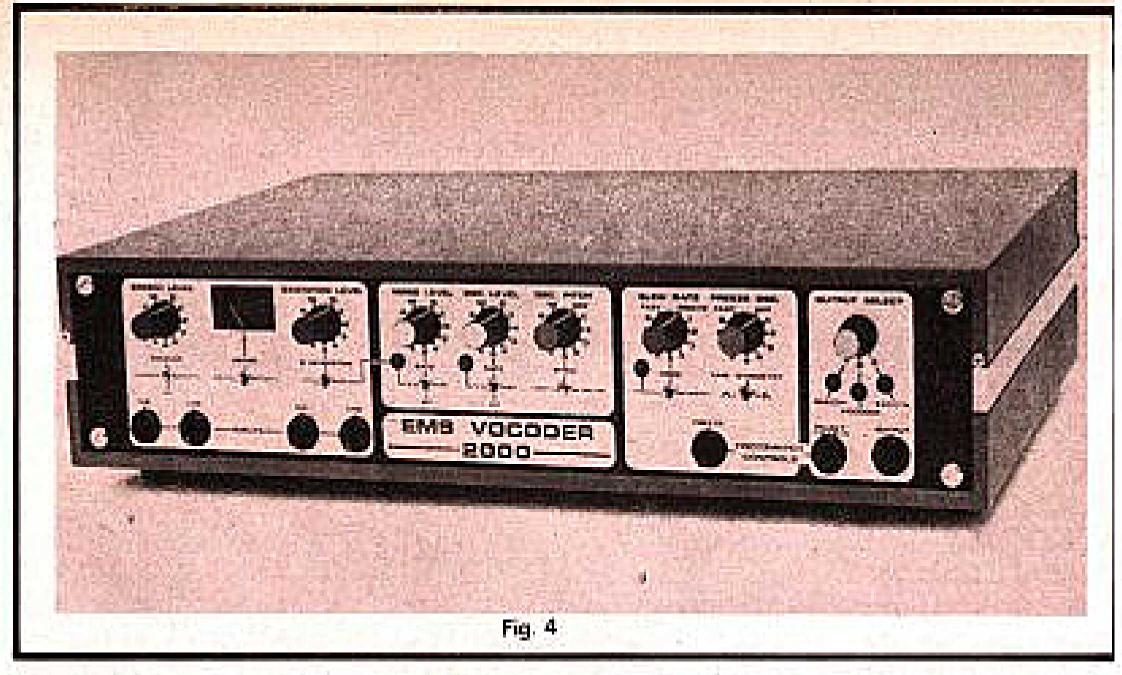


Fig. 4

Les machines à parler électroniques modernes

Les Vovoders ou Vocodeurs (Voice Operation Coders) sont des appareils récents dont le principe dérive de celui du Voder. Ils sont utilisés pour comprimer la largeur de la bande nécessaire dans les transmissions téléphoniques ; ils comportent un analyseur électronique de paroles, qui convertit les signaux sonores de la parole en multiples signaux analogiques, et un synthétiseur électronique de parole, qui produit des sons artificiels correspondant aux tensions de contrôle analogiques. Il existe ainsi des Vocodeurs réalisés industriellement et qui sont désormais à la portée des amateurs.

En ce qui concerne l'analyse, le vocodeur doit pouvoir analyser et produire des informations correspondant à la fréquence c'est-à-dire à la hauteur, au timbre, c'est-à-dire au spectre, à la présence ou non du son, puisque le langage comporte, comme nous l'avons rappelé, également des silences, qui sont obtenus avec des signaux de déclenchement.

Comme le montre la figure 2, le montage comporte schématiquement un détecteur de seuil A, commandant la mise en service ou non d'un oscillateur à fréquence réglée par variation de tension, et d'un générateur de bruit.

Un convertisseur de fréquence-tension B produit une tension porportionnelle à la fréquence de la fondamentale de la voix à analyser ; enfin, le montage renferme en C, 22 filtres 'analyse permettant d'obtenir 22 tensions proportionnelles à l'amplitude du signal.

Cette analyse permet de produire toutes les informations nécessaires pour la reconstitution de la voix. Ces données sont utilisées pour la synthèse ; un oscillateur commandé par variation de tension et piloté par les informations provenant de B contrôle ainsi la hauteur de la voix synthétique.

Les signaux de déclenchement provenant du montage A permettent de commander par tout ou rien le fonctionnement ou non de l'oscillateur et du générateur de bruit. Un inverseur commande ce générateur de bruit soit en permanence soit uniquement sur les sifflantes, ce qui permet d'assurer une tonalité très naturelle à la voix de synthèse.

Enfin, les informations provenant de C permettent de contrôler en temps réel l'amplitude des signaux fournis par chacun des 22 filtres de synthèse. On peut ainsi simuler électriquement l'articulation produite par les résonateurs du système vocal humain, les cavités nasale, buccale et la langue (fig. 3).

En remplaçant l'oscillateur par un générateur externe, tel que l'orgue, ou tout autre instrument, il est donc possible d'envisager une autre application que la production simple des paroles et d'obtenir des effets très intéressants puisqu'on peut ainsi faire parler en quelque sorte, l'instrument en question (fig. 4 et 5).

Utilisé d'une manière autonome, sans être contrôlé par un ordinateur, le Vocodeur est, en fait, un système de traitement ; pour obtenir un signal à la sortie, il faut lui injecter des signaux d'entrée.

On peut ainsi lui transmettre deux séries de signaux d'entrée ; l'un est constitué par un texte parlé, enregistré ou non, l'autre est une source d'excitation quelconque, par exemple un orgue, mais, dans le cas d'un texte enregistré, il faut employer un enregistrement de qualité, sans bruit de fond, souffle ou ronflement.

On connecte la sortie d'un magnétophone, par exemple, à l'entrée correspondante et l'orgue électronique, s'il y a lieu, à l'entrée d'excitation ; on règle le volume et lorsqu'on joue une mélodie ou des accords, l'orgue semble « parler ». Le texte et la partie musicale doivent être écrits l'un pour l'autre, et l'on peut mélanger les sons de l'orgue avec les signaux, grâce au dispositif de mélange final incorporé dans l'appareil.

Développement et progrès des vocodeurs

Les Vocodeurs ne sont pas seulement des machines qui parlent, curieuses et amusantes, ce sont des appareils remarquables dont les applications peuvent être très importantes et très diverses pour la téléphonie et les télécommunications de tous genres y compris l'informatique.

Les recherches dans ce domaine sont donc nombreuses et intéressantes, elles sont effectuées dans les laboratoires officiels des différents pays. Le Centre National d'Etudes et de Télécommunications

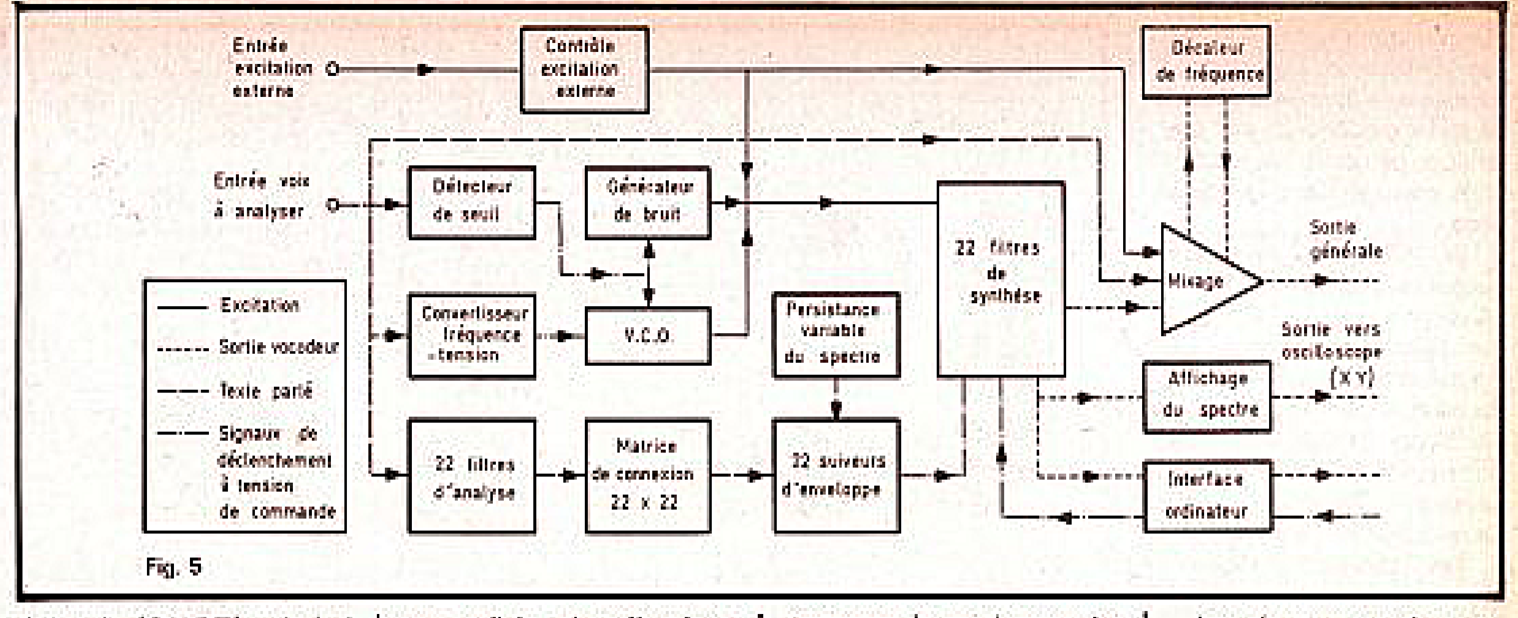


Fig. 5

de Lannion (C.N.E.T.) avait ainsi réalisé dès 1968 un Vocodeur à canaux comportant un détecteur de mélodie permettant de déterminer la fréquence de vibration des cordes vocales, avec 12 filtres très sélectifs sur la bande passante de 200 à 4 000 Hz. A la sortie de ces filtres, on mesurait l'énergie, c'est-à-dire l'intensité de la vibration.

Ces deux informations, fréquence de vibrations et intensité sonore sont transformées en langage binaire et transmis à un ordinateur qui conserve dans sa mémoire les données numériques de différents sons ou de différents mots. Pour obtenir une seconde de langage parlé, il est nécessaire de mesurer 50 à 100 fois par seconde la valeur de ces deux grandeurs. Des machines paramétriques utilisant les paramètres essentiels pour l'intelligibilité de la parole avaient déjà été étudiés il y a une vingtaine d'années sous une forme moderne.

Les six paramètres choisis sont l'amplitude des vibrations du larynx, ou force de la voix, sa fréquence, les fréquences de trois formes d'ondes assimilables, en principe, à la résonance des trois voyelles les plus basses, enfin l'intensité des sons sifflants.

Pour produire une émission donnée, les variations de chacun des facteurs étaient inscrites sur un support à six pistes transparentes. Ce support pouvait être balayé, par exemple, par un spot lumineux et derrière la plaque on plaçait une cellule photoélectrique. Les six signaux électriques variables obtenus contrôlaient six générateurs sonores; l'émission pouvait être constituée de voyelles et de syllabes. La vitesse d'élocution pouvait être augmentée ou ralentie; les gammes des générateurs pouvaient être modifiées pour donner l'impression d'une voix de femme ou d'enfant.

Les ordinateurs qui parlent

Les ordinateurs et sous leur forme réduite, les micro-processeurs, savent désormais tout faire, calculer, dessiner, composer la musique et les images, diriger les machines-outils et les automobiles, les avions, sinon tout simplement les appareils électro-acoustiques et les radio-récepteurs, simuler toutes les activités de l'intelligence humaine.

Il ne leur manquait plus que la parole, mais, désormais, ils commencent à parler, grâce au synthétiseur de paroles.

Les ordinateurs qui parlent ne sont pas seulement des machines curieuses figurant dans les films de cinéma, ils peuvent rendre de grands services dans tous les centres de renseignements, les centres de calcul, les banques, les centres de documentation et pour tous les types d'applications, en fait, des ordinateurs.

Les réponses vocales peuvent être assurées par deux catégories de systèmes, les dispositifs analogiques et numériques. Les premiers utilisent simplement des mots et des phrases enregistrés par un speaker sur un tambour magnétique; l'ordinateur retrouve simplement l'adresse d'un mot au moment voulu, et compose les phrases en indiquant l'ordre dans lequel les mots doivent être émis, en intercalant des périodes de silence.

Les vocabulaires sont ainsi plus ou moins limités et, par suite, les applications sont elles-mêmes limitées. On ne peut ainsi employer un appareil de ce genre dans un centre de liaison par correspondance, où

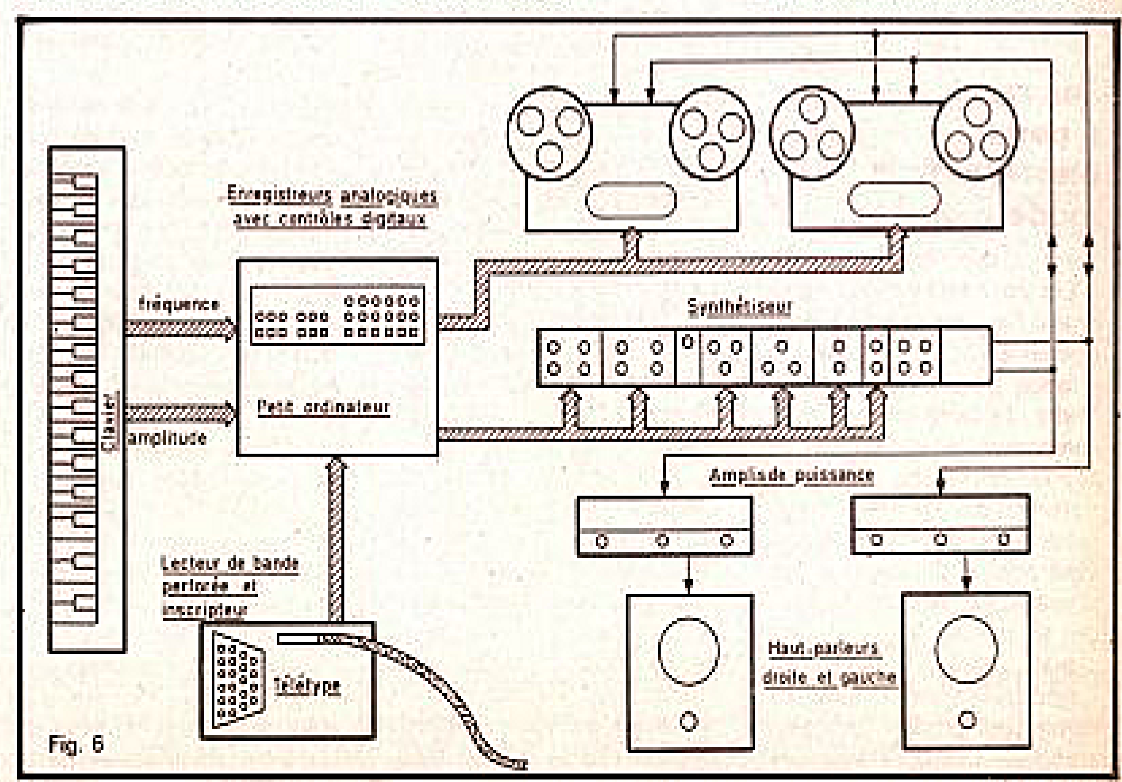


Fig. 6

il faut considérer des milliers d'informations différentes.

L'utilisation des mémoires holographiques étudiée à l'Université de Toulouse peut permettre cependant d'enregistrer des mots et des syllabes photographiquement, avec des dimensions extrêmement réduites, sous forme de modulation d'amplitude sur les pistes sonores de films cinématographiques.

A partir de chaque photographie d'une syllabe, on réalise une plaque de micro-hologramme de la taille d'une tête d'épingle. Pour reconstituer un mot, il suffit de lire les plaques correspondantes constituant un mot, à l'aide d'un faisceau laser. Déjà, des installations de ce genre ont été réalisées à Paris, et l'horloge parlante pilotée par un ordinateur a été probablement la première machine parlante à parler.

Une grande banque possède, d'ailleurs, depuis quelque temps, un appareil à réponse vocale analogique permettant à chacun des employés de l'agence ou des guichets d'entrer en liaison avec l'ordinateur central. L'opérateur transmet la question par son clavier à touches et reçoit les réponses vocales de l'ordinateur.

Mais, en fait, ce sont les synthétiseurs numériques produisant la parole à partir de chiffres binaires contenus dans la mémoire des ordinateurs, qui offrent le plus d'intérêt d'avenir. Pour utiliser ce procédé, il faut d'abord analyser exactement la parole afin de pouvoir la coder; on utilise donc des analyseurs dont nous avons expliqué précédemment le principe.

L'analyseur permet d'obtenir des informations transformées en langage binaire transmises vers l'ordinateur, qui les conserve dans sa mémoire, sous forme d'images numériques.

Pour produire ensuite une voix, il faut extraire ces images numériques et les recomposer, c'est-à-dire effectuer le processus inverse de celui de l'analyse.

Un synthétiseur de paroles à canaux comprend ainsi un jeu

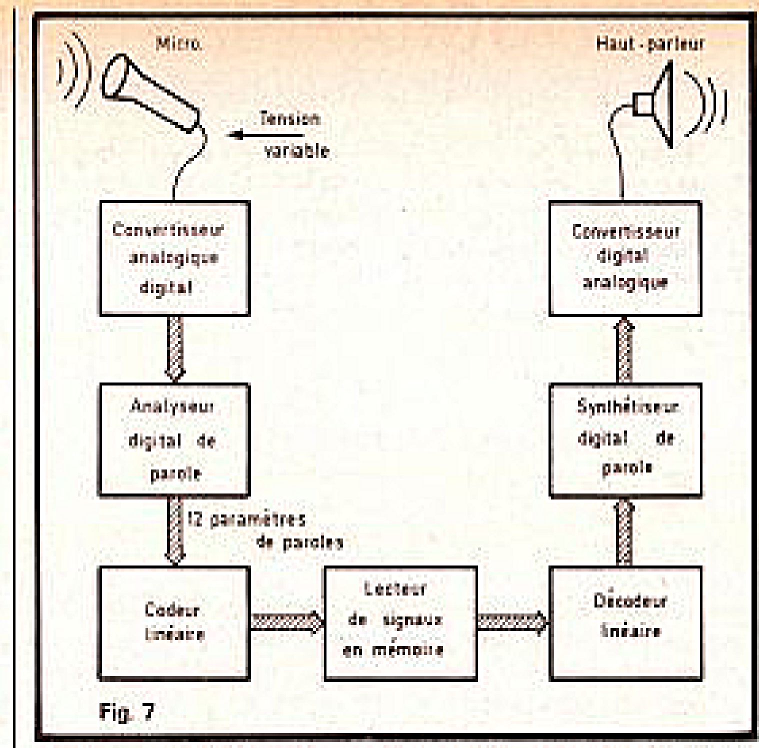


Fig. 7

de filtres, dont le fonctionnement est commandé par la valeur des énergies enregistrées dans l'ordinateur et, en même temps, en envoie un signal périodique selon la nature du son désiré; l'ensemble de ces signaux est alors transmis à un haut-parleur (fig. 6).

Mais, il y a plusieurs manières de synthétiser ainsi la parole. On peut analyser et stocker dans la mémoire de l'ordinateur des mots entiers, ou simplement des sortes de syllabes. Dans le premier cas, on compose les phrases à l'aide de mots, dans le second on produit d'abord les mots avec lesquels on construit des phrases.

Considérons la phrase : « Retenez-moi une place de bateau ». Lors d'une synthèse par mots, l'ordinateur retrouve les cinq mots et les classes par ordre afin de construire la phrase.

Lors d'une synthèse par syllabes, la machine cherche les syllabes « re, te, nez, moi, une, pla, ce, de, ba, teau », puis recompose les mots avant de former la phrase.

En théorie, l'ordinateur doit simplement placer bout à bout les mots ou les syllabes pour obtenir la sortie d'une phrase très compréhensible, mais il y a des difficultés.

L'intonation, l'accent tonique, sont défectueux, les mots les syllabes sont extraits d'un contexte pour être employés dans des phrases nouvelles. Pour éviter ces difficultés, les chercheurs ont dû mettre au point d'importants programmes d'ordinateurs qui modifient immédiatement les intonations des mots suivant leur place dans la phrase, et les accents toniques suivant la situation de la syllabe dans le mot.

La plupart des applications utilisent actuellement des synthétiseurs comportant ainsi des vocodeurs à canaux. Le CNET étudie, par exemple, un système de réponse vocale qui doit permettre à chaque abonné du téléphone de connaître le coût de sa dernière communication, le chiffre indiqué par son compteur téléphonique ou le nouveau numéro d'appel des abonnés. De même, on étudie des procédés d'informatique, qui devraient permettre aux abonnés du téléphone d'interroger les centres d'ordinateurs fournissant verbalement à l'abonné les résultats des travaux demandés aux calculateurs.

On a également mis au point des dispositifs automatiques transmettant aux avions par l'intermédiaire d'un synthétiseur à canaux des informations météorologiques.

Au CNRS le Laboratoire d'Informatique a mis au point un « Icophone » synthétiseur de paroles capable de traduire un texte transmis par un clavier en un message sonore; c'est un synthétiseur à canaux sans vocodeur, mais avec un sonographe, appareil permettant une représentation graphique de la parole sur une bande de papier, ou sonogramme. Des teintes plus ou moins foncées représentent l'intensité de la vibration; la fréquence est indiquée en ordonnées et le temps en abscisses. Les informations contenues dans le sonogramme sont converties sous la forme numérique, puis envoyées dans une mémoire, avant d'être restituées par un Icophone.

D'autres chercheurs préfèrent caractériser la voix par la fréquence et l'amplitude des intensités maximales de vibration ou « formants », avec des circuits résonnants jouant un rôle équivalent à celui du conduit vocal.

Les plus récents modèles semblent comporter un dispositif de simulateur de conduit vocal. La parole est produite naturellement par la vibration de cordes dans des cavités résonnantes. Pour rendre la voix artificielle plus rapprochée de la voix naturelle, on peut être tenté de simuler l'appareil vocal, comme le faisaient les chercheurs du XVIIIe siècle.

Mais, il ne s'agit plus seulement d'employer des éléments mécaniques et acoustiques, il faut mettre en équation des circuits électroniques jouant un rôle analogue.

En tout cas, dès à présent, la synthèse de la parole seule est promise à de nombreuses applications pratiques : la vente par correspondance, la réservation de places d'hôtel, de théâtre, de chemin de fer, d'avion, de renseignements de tous genres, techniques, pratiques, scientifiques, industriels, commerciaux et mêmes médicaux.

La machine à parler miniature

Un fabricant américain de Chicago utilisant des circuits intégrés de Texas Instruments a réussi à réaliser une machine

ransformateurs
t selfs de filtrage
ar L. L'Hopiteault
t F. Thomas

Cet ouvrage est probable-
ient unique dans son genre, ar il est à la fois utile, pratique, air et efficient.

Grâce à ce livre, le lecteur rofessionnel ou amateur, ourra réaliser avec succès, ous les transformateurs d'ali-
ientation et selfs de filtrage ont il pourrait avoir besoin, en tilisant les abaques et les ableaux numériques, que les uteurs ont établis pour facili-
er la détermination et la cons-
ruction de ces composants.

Extrait du sommaire : Intro-
uction - Composants - Bobi-
ages - Calcul - Autotransfor-
nateurs - Essais - Selfs de fil-
rage.

Un volume broché de 110 ages. Avec 15 tableaux et 30 baques. Format 15 x 21. Couverture couleur. Prix : 5 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Diffusion aux libraires : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Belleville, 75019 Paris.

Montages électroniques amusants et instructifs par M. Schreiber

Deuxième édition du recueil de M. Schreiber, un auteur que professionnels et amateurs connaissent bien. Grâce à lui, vous pourrez réaliser rapidement et avec succès un grand nombre de montages et bien comprendre leur fonctionnement. Parmi les circuits décrits signalons un récepteur dans une boîte d'allumettes, un orgue de Barbarie, un générateur de formes d'onde, deux systèmes pour allumer l'un en se peignant les cheveux, l'autre en frappant sept fois etc.

A la portée d'un grand nombre de lecteurs : ces montages ne font pas appel à des notions techniques difficiles.

(Edité par ETSF – 150 p. – 118 schémas – 35 F)

Les enceintes acoustiques Hi-Fi stéréo par P. Hémardinquer et M. Léonard

Une étude très détaillée et complète sur le fonctionnement, la construction et l'adaptation des enceintes acoustiques les plus intéressantes, les plus pratiques et les plus diverses. Reprenant souvent des principes anciens, les réalisations proposées ne nécessitent pas la plupart du temps de connaissances spéciales. Cette troisième édition a été augmentée de nombreuses descriptions d'enceintes acoustiques économiques, réalisables à l'aide de meubles d'appartement. On y trouvera également des exemples d'enceintes omni-directionnelles.

(Edité par ETSF, collection Technique Poche – 128 p. – 106 schémas – 19 F).

Manuel Siemens Matériel 8085

Nouvelle parution en français de la bibliographie « Microprocesseurs » de Siemens. Un ouvrage traitant de la philosophie du système SAB 8085 et donnant les spécifications complètes des composants de ce concept ainsi que des nouveaux circuits intégrés 8 bits. Ce manuel comprend également une description du jeu d'instructions et plusieurs exemples d'application.

(200 F port et emballage compris, disponible à la société Sadipe, 15, rue de Terre-Neuve, 75020 Paris).

---

parler particulière ayant aspect d'un calculateur élec-
ronique à touches de dimen-
ions légèrement plus grandes ue celles d'un modèle de oche (fig. 7).

Adapté à une mémoire et à n micro-processeur, le circuit ntégré au silicium peut pro-
uire une émission de paroles 'une durée de 200 secondes, vec un vocabulaire de plus de 00 mots. Il est possible de lui jouter une mémoire auxiliaire, t d'obtenir ainsi une produc-
on de paroles de plus de 0 minutes.

Les informations nécessai-
es sont contenues dans des léments destinés à l'énoncé e lettres simples; les autres ermettent de former des hrases de plusieurs mots, à artir des informations conte-
ues dans les mémoires. Les ircuits intégrés peuvent four-
ir des signaux de forme ana-
ogue assurant une fidélité suf-
isante pour la production de aroles intelligibles.

Les machines qui lisent et qui parlent

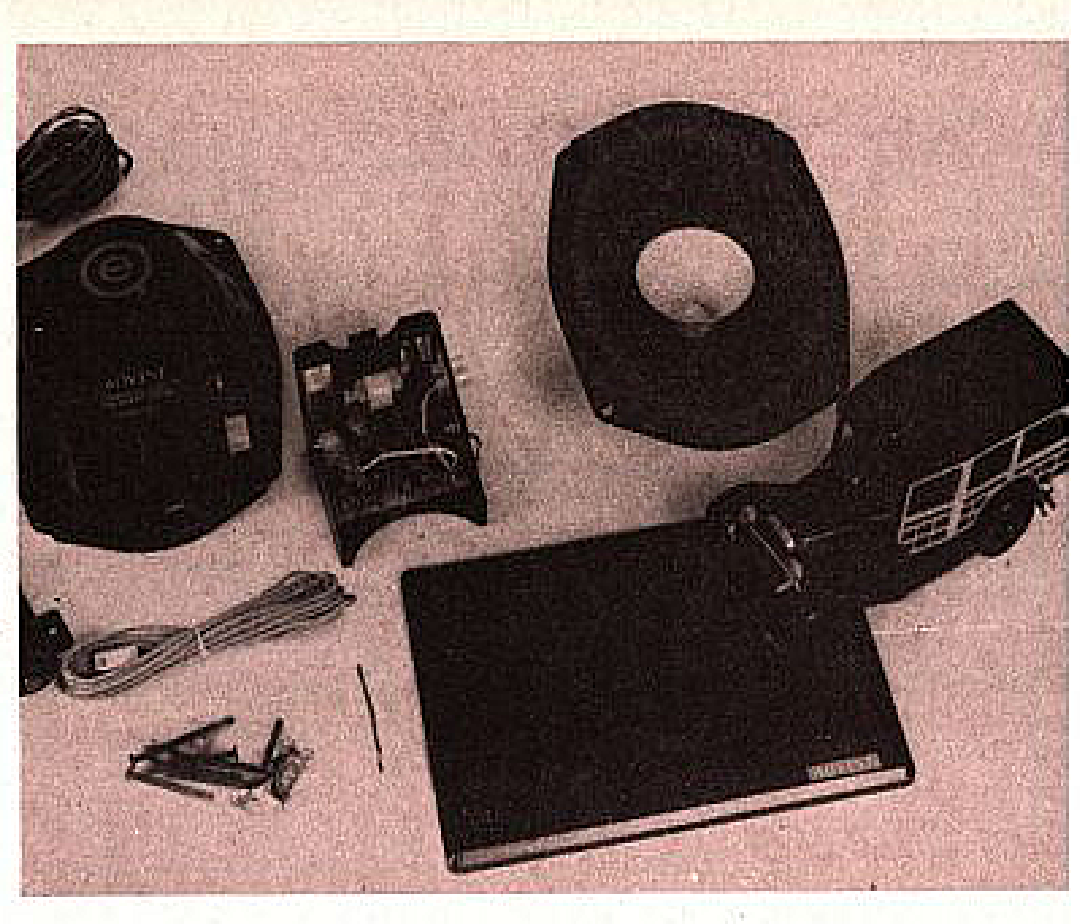
Un autre problème dont la solution est rendue possible par les synthétiseurs de paroles consiste à réaliser des machines qui parlent, capables de déchiffrer les textes généralement imprimés, et de les traduire directement en paroles.

Dans ce but, il a d'abord fallu établir une machine capable de reconnaître les lettres et les chiffres imprimés courants, puis, à partir de ces lettres reconnues, d'effectuer la reconstitution des mots et des lettres grâce à une machine simulant la voix humaine.

Dans ce domaine aussi, les recherches ont été nombreuses et diverses et les résultats obtenus remarquables. Les applications prévues sont utiles et intéressantes et nous espérons pouvoir les signaler.

P. HÉMARDINQUER

EQ 1 ADVENT AVEC EGALISATION



LE système est proposé par Advent, l'une des plus importantes firmes d'enceintes acoustiques américaines ; on doit aussi à cette firme l'un des premiers, sinon le premier magnétophone à cassette à Dolby et, dans un autre domaine, celui de la vidéo, un projecteur de TV à usage domestique. Dans le domaine audio, Advent vient aussi de mettre sur le marché un simulateur de salle d'écoute permettant de retrouver les caractéristiques acoustiques d'une salle de concert.

Le projet EQ 1 est moins ambitieux. Advent ne pouvait se permettre de lancer n'importe quoi. La HiFi dans la voiture, c'était bien tentant, encore fallait-il posséder un local d'écoute confortable, bien dimensionné, ce qui n'est pas le cas. L'intérieur d'une voiture, c'est une boîte de verre, de métal et de rembourrages divers.

Le constructeur s'est donc lancé dans des études d'acoustique d'intérieurs de voiture et en a déduit certains des accidents acoustiques typiques, ceux que l'on peut trouver sur la plupart des voitures. Bien entendu, cela se passe à l'échelle des Etats-Unis, et on pourrait se demander ce qui se passe en Europe. Nous avons vérifié la qualité acoustique de l'installation, dans une CX (une voiture un peu plus grande que la moyenne). Le résultat mérite une écoute et même l'installation immédiate de l'ensemble...

Les haut-parleurs, conçus par Advent, ont été calculés pour être installés à l'arrière de la voiture. Leur face dirigée vers le haut. Le son doit être rayonné vers le haut, la vitre arrière servant à réfléchir le son.

Un haut-parleur classique placé dans ces conditions très particulières (une sorte de pavillon) donnera un son très coloré, c'est pourtant ce que l'on utilise souvent en voiture.

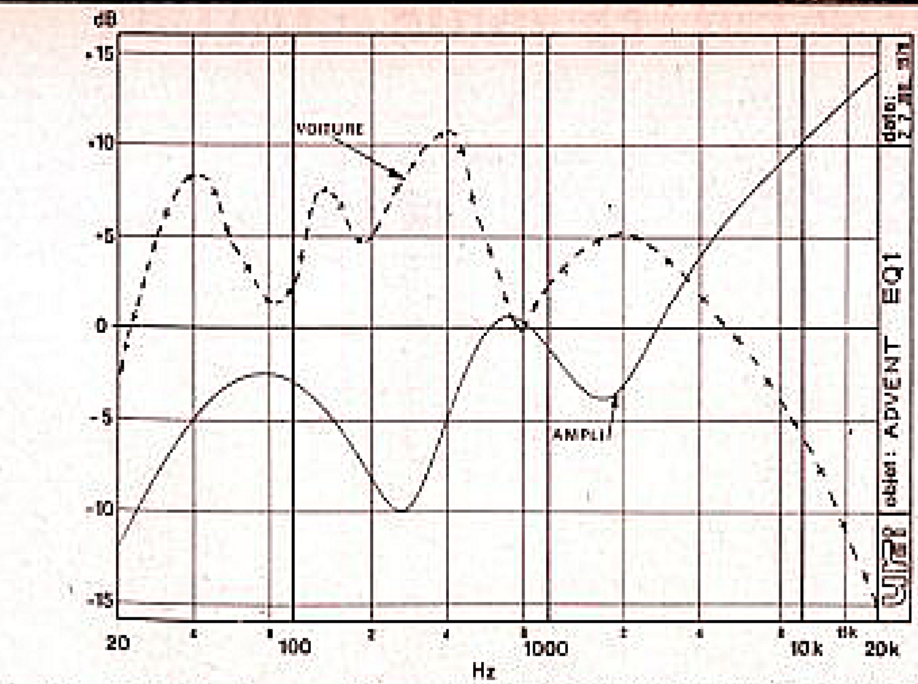
La courbe en pointillé, due à Advent, donne la réponse d'une enceinte placée dans de telles conditions. Suivant l'emplacement des haut-parleurs, on observera un déplacement des fréquences.

La solution pour remédier à ces inconvénients c'est de construire un filtre présentant les caractéristiques inverses. Cette technique est délicate et exige de la puissance (il faut remonter les aigus ou affaiblir les basses) si on effectue un filtrage passif. Cette technique avait été préconisée par Siare pour ses 2015. Par contre, avec des enceintes actives, c'est-à-dire dans lesquelles il y aura un amplificateur, il sera possible de modeler la courbe avant l'amplificateur. Le signal traversera des filtres actifs.

Le système EQ 1

Il se compose non de deu « enceintes », comme nou l'avons laissé entendre, ma de deux haut-parleurs un pe particuliers. Leur appendic c'est un amplificateur. Ur boîte prismatique d'aluminiu protège un amplificateur ass cié à un filtre actif. L'aliment tion se fait à partir de la batt rie de la voiture, le signal aud peut arriver de deux façon soit d'un amplificateur de puis sance, d'un auto-radio ou d'u lecteur de cassette amplifica teur, soit d'un lecteur san amplificateur (Nakamichi 25 par exemple). Dans un cas, liaison se fait par fils doubl non blindés, dans l'autre ca par un fil blindé terminé p une prise « Phono » RCA. Ur résistance de charge remplac les haut-parleurs normaux.

Les deux haut-parleurs e leur amplificateur sont livré avec une série d'accessoire



Courbe A. – Courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur Advent EQ 1. En pointillé, relevé expérimental de l'acoustique d'une voiture, HP à l'arrière.

La mise en service est manuelle, pas de possibilité de commande automatique par l'intermédiaire de l'auto-radio. Un interrupteur est livré avec l'ensemble, son bouton type pousse-pousse est garni d'un voyant rouge. Il reçoit la tension de batterie par l'intermédiaire d'un fusible de protection.

Les câbles sont suffisamment longs pour être installés dans une voiture américaine, donc aucun souci à se faire pour les françaises.

Deux câbles plus fins sont fournis pour aller des sorties de l'autoradio aux entrées des amplis. Pour les liaisons à bas niveau, en fil blindé, il faut se les procurer séparément.

Deux grilles de matière plastique spéciale résistant aux agressions du soleil protégeront les membranes (du soleil et de la poussière).

Les voitures américaines sont importantes, c'est vrai. Les haut-parleurs sont elliptiques et ont une membrane de 6 pouces par 9 soit 152 x 228 mm. La suspension est en mousse plastique à structure fermée. La membrane est à double cône, un pour le grave, un pour l'aigu. Le constructeur a préféré cette formule à celle d'un haut-parleur à plusieurs composants dont les centraux sont mal « bafflés ». La charge acoustique des haut-parleurs sera à l'intérieur du coffret, un volume au moins aussi important que celui d'une enceinte d'appartement (nous avons ici un seul volume d'air pour les deux haut-parleurs avec intercommunication totale...).

La profondeur du haut-parleur (8 centimètres) exclut un montage dans les portières. C'est donc un haut-parleur très spécialisé.

L'amplificateur

Nous avons un amplificateur à transistors dont les éléments de puissance sont un TIP 42 et un 41, donc deux transistors complémentaires. Un transistor se charge de la stabilisation thermique. Une dizaine de transistors se chargeront de toutes les fonctions, dont l'égalisation.

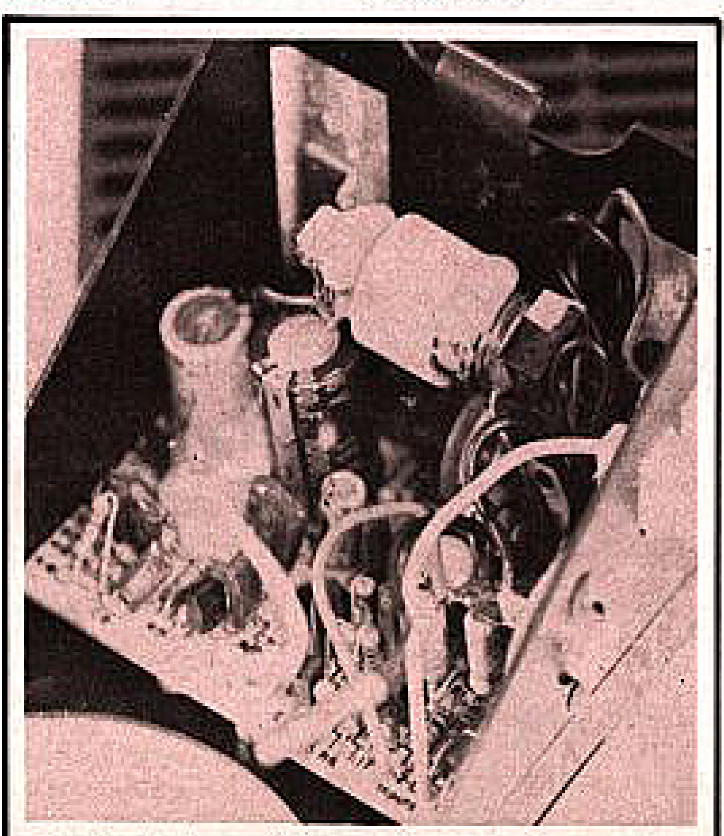


Photo A. – Un des amplificateurs correcteurs (technique traditionnelle).

L'amplificateur est monté sur un circuit imprimé, les condensateurs les plus lourds sont collés par une colle à chaud (une colle sans doute utilisée aussi pour les enceintes). Une self de sortie est fixée par collier, l'ensemble est donc sérieusement conçu pour une utilisation mobile.

Mesures

La puissance de sortie est de 8,7 W avec une tension d'alimentation de 14,4 V, une charge de 2 Ω (c'est l'impédance du haut-parleur) et à 1 000 Hz.

Pas question de donner de sensibilité d'entrée, un coup d'œil à la courbe de réponse vous donnera l'explication. Cette courbe est sensiblement inverse de celle relevée expérimentalement par le constructeur. On constate une non-linéarité hors du commun. L'important est évidemment le résultat acoustique que l'on ne peut prévoir ici.

Le taux de distorsion harmonique mesuré à pleine puissance et à 1 kHz est de 0,11 %, c'est très bien. On note que le constructeur ne donne aucune caractéristique technique. Il construit un ensemble capable de sonoriser une voiture, c'est tout. Le rapport signal/bruit est de 74 dB sans pondération, toutes les performances sont donc très bonnes. Il n'est pas nécessaire de les cacher.

Conclusion

Enfin un sang neuf pour la sonorisation automobile. On vous avait proposé des haut-parleurs multiples très jolis et assez chers. Un exemple à suivre de près, les résultats d'écoute sont là pour le prouver. Il faudra tout de même régler le correcteur de timbre à votre goût, c'est un peu le point faible des auto-radios actuels, ils ne sont pas encore à la hauteur d'un EQ 1...

E. LÉMERY

LE RECEPTEUR

GRUNDIG

SATELLIT 3000

C'EST le monde entier au bout du doigt qui nous est offert avec cet appareil d'une grande qualité et qui regroupe toutes les possibilités de réception mises à la disposition des amateurs avertis. Rares en effet sont les récepteurs destinés au grand public qui couvrent de 0,51 à 30 MHz sans interruption en plus de la gamme grandes ondes et de la bande modulation de fréquence 87,5 à 108 MHz.

Ajoutons à cela que la fréquence d'écoute peut être lue directement, et avec une précision plus que raisonnable, sur 14 afficheurs numériques de grande dimension et que l'utilisateur dispose, bien en vue sur la face avant d'une horloge à affichage numérique à cristaux liquides totalement indépendante du récepteur lui-même puisque alimentée par ses propres piles.

Afin de rendre ce récepteur utilisable en toutes circonstances, son alimentation s'effectue soit à partir du secteur (110 ou 220 V) soit à l'aide de piles, soit avec une batterie rechargeable au moyen du bloc secteur incorporé (dans ce dernier cas l'autonomie est de 35 heures minimum après une charge d'environ 15 heures), soit enfin à partir d'une alimentation continue extérieure comprise entre 10 et 16 V (batterie voiture ou bateau).

Les gammes d'ondes sont sélectionnées au moyen de six boutons poussoirs et permettent de couvrir :

- la gamme modulation de fréquence
- les gammes d'ondes courtes 3 à 10
- la gamme d'ondes courtes 2
- la gamme d'ondes courtes 1
- la gamme petites ondes
- la gamme grandes ondes.

La gamme modulation de fréquence peut être parcourue en continu ou bien il est possible de choisir l'un des six émetteurs présélectionnés par l'utilisateur en commandant l'une des 6 touches prévues à cet effet. La réception peut être améliorée dans ce cas en connectant sur l'une des fiches situées à l'arrière de l'appareil un dipôle pour bande FM qui remplacera avantageusement l'antenne télescopique incorporée.

Les gammes d'ondes courtes 3 à 10 couvrent de 5 à 30 MHz avec la répartition suivante :

- gamme 3 : 5 à 6,65 MHz
- gamme 4 : 6,6 à 8,4 MHz
- gamme 5 : 8,2 à 10,55 MHz
- gamme 6 : 10,5 à 13,2 MHz
- gamme 7 : 12,9 à 16,3 MHz
- gamme 8 : 15,8 à 19,8 MHz
- gamme 9 : 18,35 à 23,5 MHz
- gamme 10 : 23,4 à 30 MHz

et de plus il est possible d'étaler une partie de bande sur toute la largeur du cadran de réglage, les gammes couvertes sont alors les suivantes :

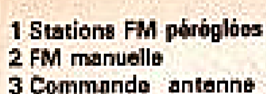
- 5,91 à 6,28 MHz
- 6,99 à 7,32 MHz
- 9,4 à 9,9 MHz
- 11,6 à 12,1 MHz
- 15 à 15,7 MHz
- 17,4 à 18,1 MHz
- 20,9 à 21,9 MHz
- 25,4 à 26,5 MHz

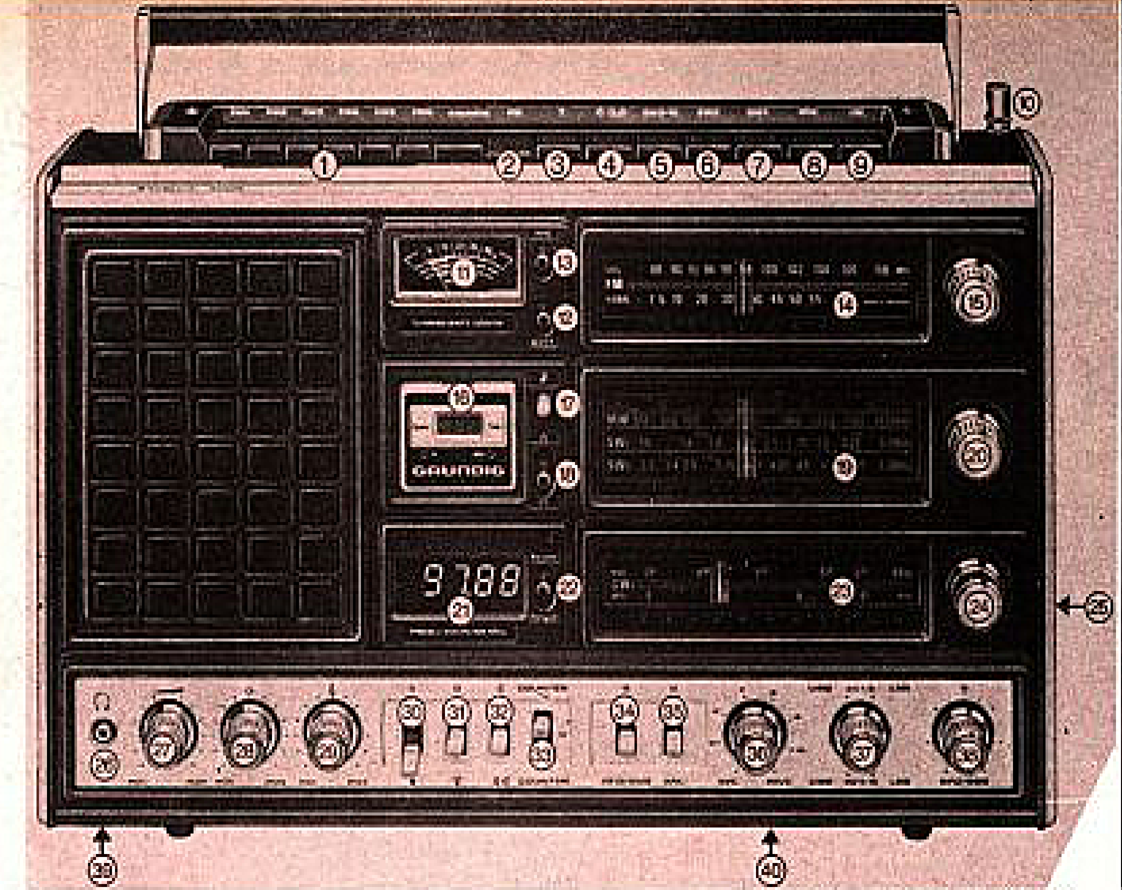
On voit donc immédiatement toutes les possibilités d'écoute des quatre coins du monde qu'offre cet appareil avec toute latitude pour recevoir les radio-amateurs transmettant en bande latérale unique puisque le constructeur a prévu un bloc de détection télégraphie et BLU.

Un recueil de toutes les stations officielles avec leurs fréquences d'émission est livré avec l'appareil ce qui permet à l'aide de l'affichage digital de la fréquence reçue de retrouver aisément une station de radiodiffusion ou d'identifier une station inconnue.

En dehors de ses possibilités de réception des ondes électriques, le Satellit 3000 est équipé d'entrées pour platine tourne-disque, pour magnétophone (aussi bien en lecture qu'en enregistrement) et de sorties pour haut-parleur supplémentaire 4 Ω ainsi que pour casque 4 Ω, dont l'utilisation met hors service le haut-parleur intérieur de l'appareil.

On notera à propos du haut-parleur, que celui-ci peut être complété par un second, installé d'origine dans l'appareil et dont le rôle est d'étendre la gamme de reproduction vers les fréquences les plus élevées, son action étant particulièrement efficace dans la gamme





1 Stations FM préréglées
2 FM manuelle
3 Commande antenne extérieure
4 Commande platine tourne-disque / magnétophone
5 OC_3 à OC_{10}
6 OC_2
7 OC_1
8 PO
9 GO
10 Antenne télescopique
11 Vu-mètre
12 Contrôle pile
13 Commutateur CAF
14 Cadran FM
15 Réglage FM
16 Horloge digitale
17 Accord d'antenne
18 Filtre de bande
19 Cadran GO / PO / OC_1 / OC_2
20 Réglage du cadran 19
21 Fréquencemètre digital
22 Commutateur bandes étalées
23 Cadran OC_3 à OC_{10}
24 Réglage du cadran 23
25 Sélecteur OC_3 à OC_{10}
26 Prise casque
27 Réglage volume
28 Réglage graves
29 Réglage aigus
30 Marche/Arrêt
31 Commutateur d'éclairage
32 Commande haut-parleur aigus
33 Fonctionnement fréquencemètre
34 BFO
35 ANL
36 Réglage d'amplification
37 Commutateur USB/LSB
38 Réglage BFO
39 Compartiment piles

FM ainsi qu'en reproduction tourne-disques ou magnétophones, puisque le spectre de fréquences transmises est beaucoup plus étendu que pour la réception des gammes OC, PO, GO.

La présentation de l'ensemble est très agréable, la finition irréprochable et toutes les commandes d'un accès très facile pour l'utilisateur. Trois cadrans de réglage totalement indépendants permettent de couvrir toutes les gammes indiquées ci-dessus, un pour la modulation de fréquence, un pour les grandes ondes, les petites ondes et les ondes courtes 1 et 2, et le troisième pour les ondes courtes 3 à 10, la commutation de ces dernières s'effectuant à l'aide d'un rotacteur qui, en même temps que la commutation électrique, fait tourner un tambour de section octogonale dont les huit faces sont graduées pour chacune des huit bandes.

Cet appareil est vraiment d'une classe tout à fait exceptionnelle destiné à des amateurs exigeants, il couvre d'une façon parfaite des gammes inhabituelles qui satisferont pleinement les habitants des régions lointaines mal desservis par les stations commerciales, ainsi que les radioamateurs qui pourront continuer à écouter le monde entier en tout lieu et en toutes circonstances avec une qualité de réception que peuvent lui envier bien des appareils spécialement adaptés.

Résumé des caractéristiques techniques

Alimentation : 6 piles 1,5 V ou accumulateur Dryfit 476 ou secteur 110/220 V.
Consommation : sur piles 40 à 50 mA sans signal, 65 à 75 mA avec signal ; sur secteur 4 W sans signal, 14 W avec signal.
Précision du fréquencemètre : ± 1 kHz en AM ; ± 10 kHz en FM.

J.-Cl. PIAT

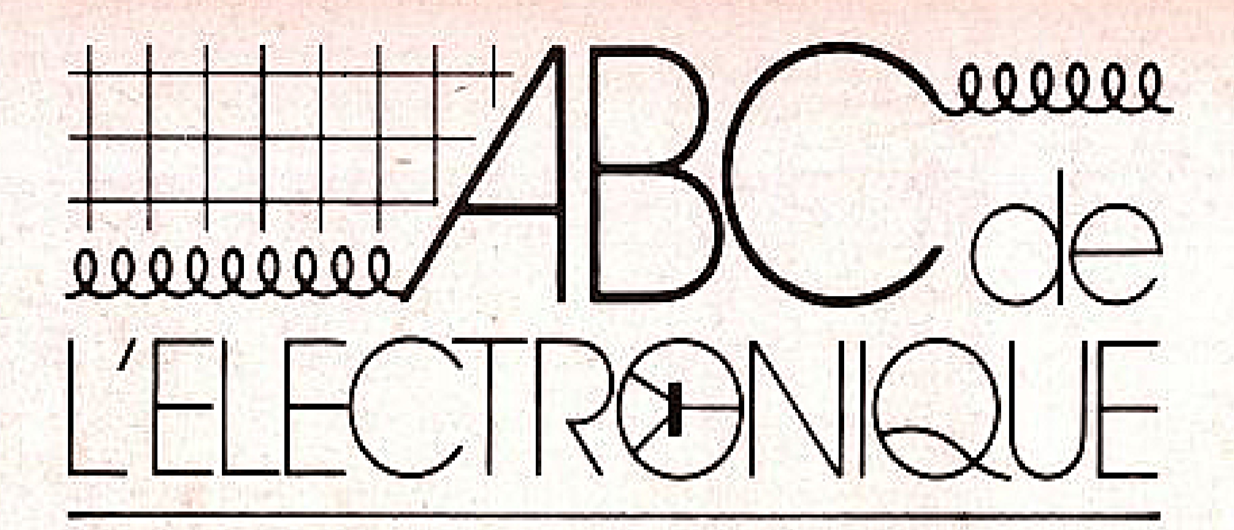
Gammes d'ondes :

FM	= 87,5	-108 MHz	
GO	= 145	-420 kHz	
PO	= 510	-1620 kHz	
OC_1	= 1,6	-3,5 MHz	(187 -85 mètres)
OC_2	= 3,3	-5,2 MHz	(90 -58 mètres)
OC_3	= 5	-6,65 MHz	(60 -45 mètres)
OC_4	= 6,6	-8,4 MHz	(45,5-36 mètres)
OC_5	= 8,2	-10,55 MHz	(36 -28,5 mètres)
OC_6	= 10,5	-13,2 MHz	(28,5-23 mètres)
OC_7	= 12,9	-16,3 MHz	(23,5-18,5 mètres)
OC_8	= 15,8	-19,8 MHz	(19 -15,5 mètres)
OC_9	= 18,35	-23,5 MHz	(16,5-13 mètres)
OC_{10}	= 23,4	30 MHz	13 -10 mètres)

Bandes étalées :

OC_3	= 5,91	-6,28 MHz	(49 mètres)
OC_4	= 6,99	-7,32 MHz	(40 et 41 mètres)
OC_5	= 9,4	-9,9 MHz	(31 mètres)
OC_6	= 11,6	-12,1 MHz	(25 mètres)
OC_7	= 15	-15,7 MHz	(19 mètres)
OC_8	= 17,4	-18,1 MHz	(16 mètres)
OC_9	= 20,9	-21,9 MHz	(13 et 15 mètres)
OC_{10}	= 25,4	-26,5 MHz	(11 mètres)

Puissance de sortie : 2,5 W sur piles ; 5 W sur secteur.
Poids : 9 kg.
Dimensions : 500 x 290 x 120 mm.



LES AMPLIFICATEURS

DANS le précédent ABC, on a donné la classification des amplificateurs, de signaux électriques et précisé les gains de tension G_v, de courant G_i et de puissance G_p. On a également indiqué les largeurs de bande et les fréquences médianes des bandes passantes.

Ces données peuvent être mesurées à l'aide d'un appareillage simple mais pouvant devenir très onéreux si les mesures doivent être très précises.

Les distorsions

Lorsqu'un amplificateur est parfait, nommé à « haute fidélité » dans le domaine de la basse fréquence, le signal de sortie doit, à l'amplitude près, reproduire le signal d'entrée. Cela est montré à la figure 1 en (A) et (B).

En (A) on indique la forme sinusoïdale du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur. En ordonnées on a inscrit la tension en chaque instant du signal et en abscisses, le temps t.

Les maxima positifs et négatifs sont + 0,1 V et – 0,1 V. On sait que l'on a :
tension de crête = 0,1 V,
tension crête à crête = 0,2 V,
valeur efficace
0,707 . 0,1 = 0,0707 V.

En (B) on a représenté la tension de sortie. En ordonnées, la tension est en volts et vaut 1 V au maximum. Il y a par conséquent un gain G_v de 1/0,1 = 10 fois.

En (C) on a représenté une tension de sortie ayant subi une déformation. En effet, il est visible sur la figure que les sommets des alternances positives sont aplatis et leur ordonnée est de 0,7 V au lieu de 1 V.

Dans ces conditions, l'amplification n'est pas constante. On dit qu'il y a distorsion d'amplitude; tant que la tension d'entrée est inférieure à une certaine valeur, celle de sortie sera proportionnelle à la tension d'entrée. Dès que la tension d'entrée dépassera une certaine valeur, la tension de sortie ne lui est plus proportionnelle.

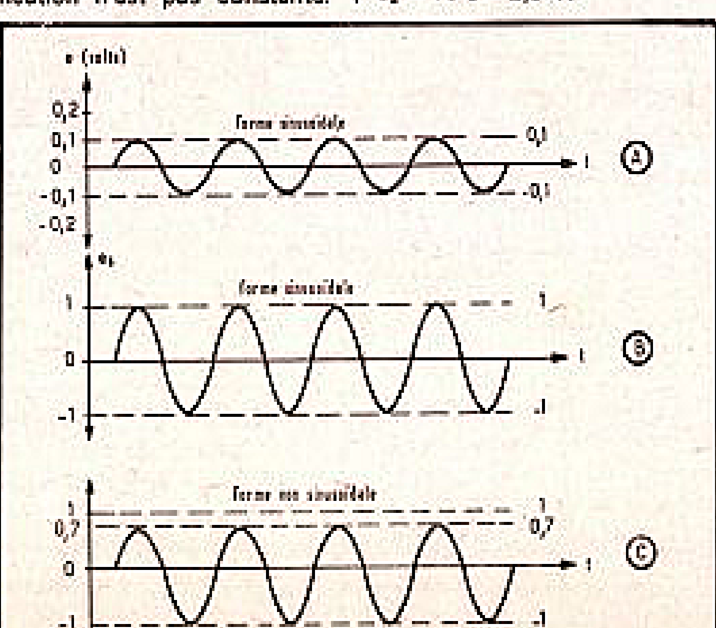


Fig. 1

Cela est montré à la figure 2.

En abscisses on a inscrit la tension d'entrée e et en ordonnées, celle de sortie e_s.

Tant que e < 0,25 V, la tension de sortie vaut 10 fois celle d'entrée, donc
e_s = 10 e = 2,5 V.

La « courbe » est la droite Oa.

Lorsque e > 0,25 V, la tension e_s devient de plus en plus petite que 10 e.

La courbe représentative est la portion a b' c'...

Ainsi, lorsque e = 0,1 V, e_s = 0,4 V au lieu de 1 V. Pratiquement, quel que soit l'amplificateur, même dit HiFi (haute fidélité) il ne peut admettre à l'entrée n'importe quelle tension e. La valeur la plus élevée admissible est indiquée par le constructeur de l'amplificateur et au-delà de cette valeur, la tension de sortie e_s ne sera plus proportionnelle à celle d'entrée.

Dans un excellent amplificateur phonographique pour PU piézoélectrique, la valeur maximum admissible peut être, par exemple, de 0,5 V seulement.

Sur la même figure, la droite ob représente le cas où il n'y a pas de distorsion d'amplitude, du moins pour des valeurs de e ne dépassant pas 0,5 V. La distorsion d'amplitude peut être mesurée aisément à l'aide des appareils de mesure cités dans le précédent ABC.

A la figure 3 on indique à nouveau d'une manière simplifiée, le montage de mesures. L'amplificateur est disposé entre le générateur et l'indica-

teur. On peut voir que les deux réglages essentiels du générateur de tension sinusoïdale sont celui de fréquence f et celui de tension e.

Pour effectuer la mesure de la distorsion d'amplitude, on règle le générateur sur une fréquence fixe, par exemple 1000 Hz. On donne ensuite différentes valeurs à la tension e du signal qui est appliqué à l'entrée de l'amplificateur. Ces valeurs peuvent être comprises, par exemple, entre 0 V et 0,5 V. On effectuera des mesures à 0, 0,1, 0,2, 0,3, 0,4 et 0,5 V.

La sortie de l'amplificateur donne une tension e_s qui peut être lue sur l'indicateur.

Supposons que la mesure ait donné les résultats suivants :

Tension d'entrée e (volts)	Tension de sortie e_s (volts)	Gain (fois)
0	0	-
0,1	1	10
0,2	2	10
0,3	2,75	9,16
0,4	3,25	8,12
0,5	3,5	7

La représentation graphique est justement la courbe oab'c' de la figure 2.

Si l'amplificateur était meilleur, on aurait trouvé un gain de 10 pour toutes les valeurs de e jusqu'à 0,5 et la courbe représentative aurait été Oab de la même figure. Des mesures analogues peuvent être effectuées à d'autres fréquences.

Distorsion de fréquence. Courbe de réponse

Pour définir ce genre de distorsion, on considère toute une série de signaux sinusoïdaux de fréquences croissantes, à partir de zéro (continu) jusqu'à une fréquence élevée limite supérieure, déterminée par le genre de l'amplificateur considéré. Dans un amplificateur BF, la limite supérieure sera 10 000 Hz ou plus, 20 000 Hz par exemple.

La tension d'entrée sera à amplitude fixe, par exemple 0,1 V et à fréquence variable.

On effectuera des mesures avec l'appareillage de la figure 3 en choisissant, par exemple les fréquences suivantes : 10, 20, 40, 80, 160, 320, 640, 1250, 2500, 5000, 10 000 et 20 000 Hz.

On opèrera de la manière suivante :

1) Réaliser le montage de la figure 3.

2) Régler le générateur sur 10 Hz et 0,2 V.

3) Lire la tension de sortie e_s.

4) Recommencer l'expérience à toutes les autres fréquences de la liste donnée plus haut.

5) Inscrire pour chacune la valeur de e_s.

On disposera ainsi des données nécessaires pour construire la courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur.

Soit un gain de 8 fois à f = 1250 Hz, et supposons que les autres gains sont égaux ou inférieurs à celui-ci, selon le tableau ci-après.

Fréquence f (hertz)	Tension d'entrée e (volts)	Tension de sortie e_s (volts)	Gain (fois)
10	0,2 V	0,6	3
20	0,2 V	1,14	5,7
40	0,2 V	1,44	7,2
80	0,2 V	1,6	8
160	0,2 V	1,6	8
320	0,2 V	1,6	8
640	0,2 V	1,6	8
1 250	0,2 V	1,6	8
2 500	0,2 V	1,6	8
5 000	0,2 V	1,6	8
10 000	0,2 V	1,6	8
20 000	0,2 V	1,5	7,5
40 000	0,2 V	1,2	6

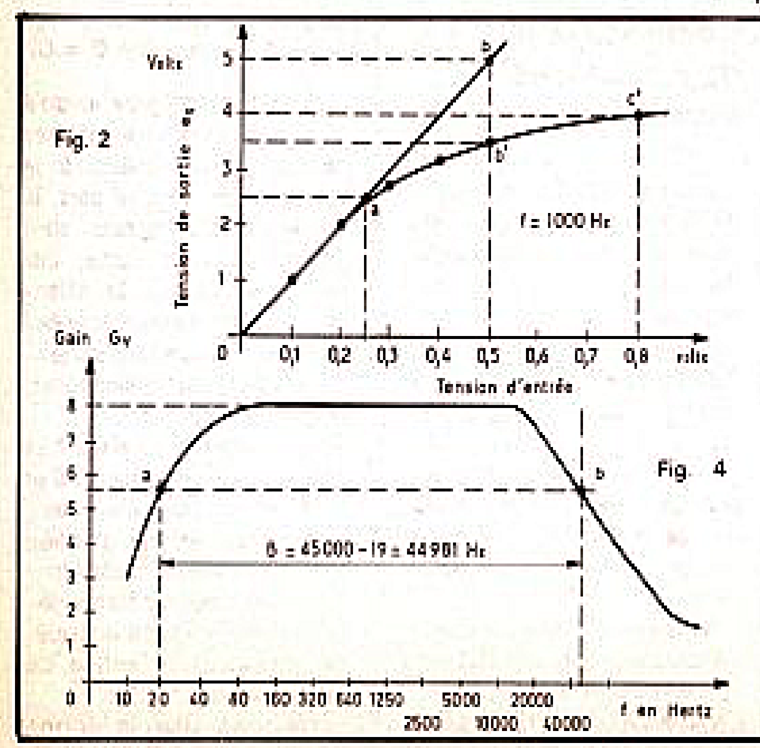


Fig. 2

Fig. 4

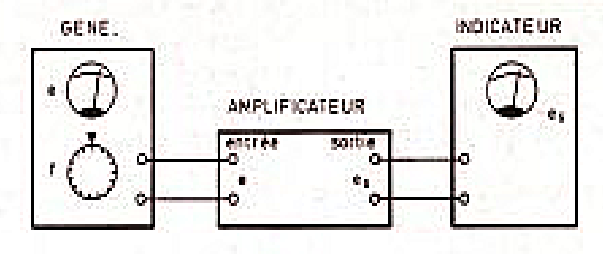


Fig. 3

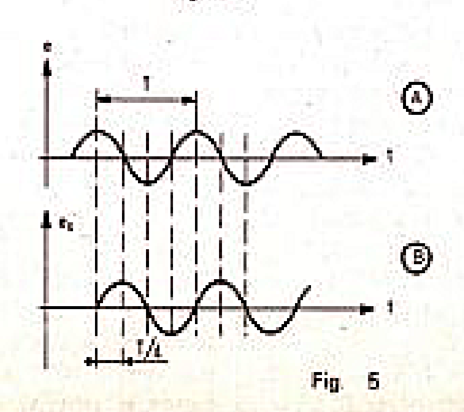
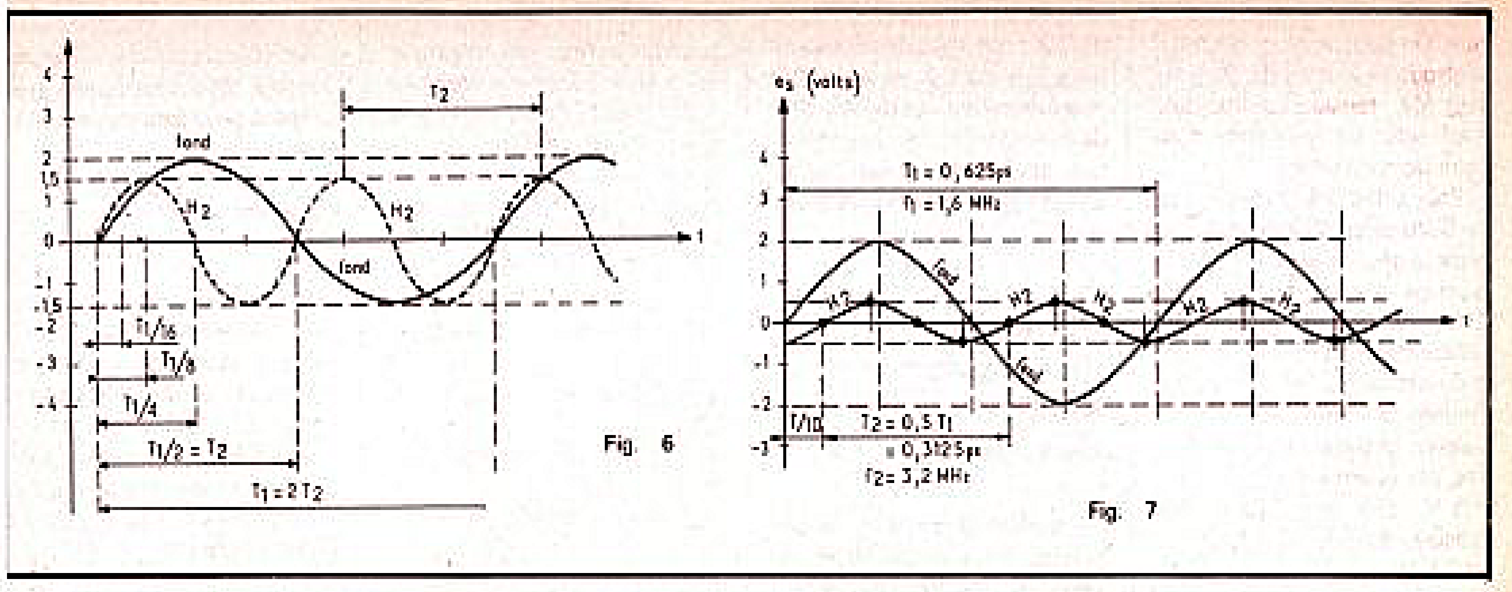


Fig. 5



Avec ces données, on a pu construire la courbe de la figure 4 où f est en abscisses et le gain $G_v = e_s / e$, en ordonnées. La réponse est linéaire de f = 80 Hz à f = 15 000 Hz.

La bande passante, pour une atténuation de 30 % est déterminée par la droite parallèle à l'axe des abscisses, d'ordonnée :

$$G_v = 0{,}7 \cdot 8 = 0{,}56$$

Cette droite coupe la courbe aux points a, b, d'abscisses f = 19 Hz et f = 45 000 Hz, donc la bande est

B = 45 000 – 19 = 44 981, soit 45 000 Hz environ.

Différence de phase

Soit e (voir fig. 5 A) la tension d'entrée de période T et par conséquent de fréquence f = 1/T.

Soit e_s une autre tension représentée en (B) de la même figure.

On constate que :

1) La tension e_s a exactement la même forme que la tension d'entrée e.

2) Elle est décalée de la tension d'entrée d'un temps T/4.

En effet, les maxima positifs des deux tensions sont écartés d'un temps T/4. Il y a un décalage de temps qui correspond à une différence de phase φ qui se détermine comme suit.

A la période totale T correspond un angle de phase de 360° (ou 2 π).

A la durée T/4, l'angle de phase est 90° (ou π/2).

Entre les tensions considérées, il y a un déphasage de 90° ou π/2.

Déphasage de deux tensions de fréquences différentes

Considérons deux tensions, l'une de fréquence $f_1 = 1/T_1$ et l'autre de fréquence $f_2 = 1/T_2$. Supposons que $f_2 = 2 f_1$, ce qui implique que $T_1 = 2 T_2$ ou $T_2 = T_1/2$. Sur la figure 6 on a représenté ces deux tensions sinusoïdales, celle à la fréquence f_1 est désignée sous le nom de fondamentale et celle à la fréquence $f_2 = 2 f_1$ est l'harmonique 2, H_2.

Supposons qu'au temps t = 0, les deux tensions soient croissantes en commençant par zéro volt. Les amplitudes des deux tensions sont par exemple 2 V pour la fondamentale et 1,5 V pour H_2.

Pour simplifier, on utilisera un amplificateur de gain $G_v = 1$.

Deux cas peuvent se présenter :

1) A la sortie, on constate que les deux tensions sinusoïdales partent de zéro en même temps et en augmentant. Dans ce cas, les tensions de sortie se présentent de la même manière que celles d'entrée. On pourra les représenter comme celles d'entrée (voir fig. 6).

2) A la sortie, les deux tensions ne sont pas disposées mutuellement de la même manière. Pour prendre un exemple simple, supposons qu'elles se présentent comme indiqué à la figure 7. Dans ce cas particulier, la fondamentale part de zéro en croissant tandis que H_2 part plus tard en augmentant. Il est donc certain que la tension H_2 de fréquence 2 f, a subi un décalage de temps, qui, dans le cas considéré, est de $T_1/10$.

La tension H_2 est donc en retard de $T_1/10$ sur la tension fondamentale, à la sortie, ce qui prouve qu'il y a distorsion de phase de H_2 par rapport à la fondamentale. Remarquons également que cette distorsion de phase pour H_2 s'accompagne d'une distorsion d'amplitude : l'harmonique 2 n'a pas autant été amplifié que la fondamentale. Dans cet exposé, on ne considèrera que la période T_1, celle de la fondamentale.

Composition de n tensions sinusoïdales

Soit maintenant une tension de forme quelconque, différente de la forme sinusoïdale. On démontre que toute tension périodique non sinusoïdale se compose de la somme d'un nombre n fini ou infini, de tensions sinusoïdales, de fréquences f, 2 f, 3 f... n f.

Pour simplifier, soit une tension non sinusoïdale périodique se composant de deux tensions sinusoïdales seulement.

Nous avons choisi justement les deux tensions « FOND » et H_2 de la figure 6, donc n = 2. Comme la tension périodique non sinusoïdale est la somme de ces deux tensions, pour trouver sa forme, il suffira d'additionner à diverses abscisses, leurs ordonnées. Nous avons effectué ce travail pour la première période T de la tension considérée.

Ainsi (voir fig. 6), on a trouvé :

A t = 0 les tensions sont 0 + 0 = 0.
A t = T/16, on a 1 + 0,5 = 1,5 V.
A t = T/8, on a 1,5 + 1 = 2,5.
A t = 3 T/16, on a 1,75 + 1,25 = 3.
A t = T/4, on a 2 + 0 = 2.
A t = 5 T/16, on a 1,75 – 1,25 = 0,5.
A t = 3 T/8, on : 1,5 – 1,5 = 0.
A t = 7 T/16, on a 1,75 – 1 = 0,75.
A t = T/2, on a 0 + 0 = 0.

En continuant ainsi jusqu'à t = T, on a obtenu les sommes portées en ordonnées, à la figure 8. Soit, d'autre part, le cas où les deux signaux sont représentés à la sortie, par ceux de la figure 7. En effectuant l'addition des ordonnées des deux tensions composantes, on obtient la tension résultante de la figure 9.

En comparant les deux formes de courbe des figures 8 et 9, on constatera, qu'une tension non sinusoïdale, soumise à une distorsion en phase, donnera à la sortie une forme différente de la tension considérée, appliquée à l'entrée de l'amplificateur.

Précisons que la forme

inversée d'une forme donnée n'est pas considérée comme une distorsion (voir fig. 10).

Par exemple, si à la sortie, on obtenait la courbe symétrique par rapport à l'axe du temps, il y aurait simplement inversion et non distorsion de phase.

Ce qui est vrai pour une tension à deux composantes, reste vrai pour une tension à n composantes, n pouvant être infini.

Voici à la figure 11, la courbe de réponse et le décalage de temps de l'amplificateur représenté à la figure 12.

Distorsiomètre et analyseur de spectre

Il y a une certaine parenté entre les deux appareils de mesure connus sous les noms indiqués ci-dessus. L'analyseur de spectre permet de connaître les amplitudes des composantes sinusoïdales d'un signal non sinusoïdal comme les coefficients $A_1, A_2 ... A_n$, amplitudes des signaux sinusoïdaux. Le résultat de l'analyse est un « spectre de fréquences » comme celui de la figure 13.

En ordonnées, on a indiqué les amplitudes relatives, la plus grande étant celle désignée par 1.

Dans cet exemple de spectre, on voit que la fondamentale a le maximum d'amplitude, 1. Le second harmonique à la fréquence 2 f, a une amplitude relative de 0,833 et ensuite les harmoniques suivants ont les amplitudes relatives, 0,5 ; 0,75 ; 0,916 ; 0,333 ; 0,166.

Un analyseur peut donner des indications jusqu'à un rang très élevé d'harmoniques.

Le distorsiomètre ne donne généralement que les premiers harmoniques, par exemple la fondamentale, le second harmonique et le troisième, ce qui permet de calculer approximativement la distorsion totale, sous forme de pourcentage. Lorsque ces appareils sont très perfectionnés, ils peuvent donner les résultats en lecture directe.

Le calcul de la distorsion s'effectue à l'aide de la formule

$$K_1 = \frac{\sqrt{A^2_2 + A^2_3 + ... A^2_n}}{A_1}$$

En pratique, on mesure la distorsion totale approximative, lorsque A_2 et A_3 sont très réduits par rapport à A_1. Soit par exemple :

$A_1 = 1$
$A_2 = 0{,}1$; $A^2_2 = 0{,}01$
$A_3 = 0{,}05$; $A^2_3 = 0{,}0025$.

La distorsion est alors :

$$K_1 = \frac{\sqrt{0{,}0125}}{1} = 0{,}11$$

ou en pourcentage

$$D = 11\ \%$$

Les très bons amplificateurs HiFi actuels ont une distorsion encore plus réduite, par exemple 0,1 % et moins encore !

Pour plus de précision, on devra calculer K_2 :

$$K_2 = \sqrt{\frac{A^2_2 + A^2_3 + ... A^2_n}{A^2_1 + A^2_2 + A^2_3 + ... A^2_n}}$$

En prenant le plus grand nombre de termes.

Soit dans notre exemple :

$A_1 = 1$, $A^2_1 = 1$
$A_2 = 0{,}1$, $A^2_2 = 0{,}01$
$A_3 = 0{,}05$, $A^2_3 = 0{,}0025$.

les autres termes étant négligeables devant A_3.

On aura dans ce cas un numérateur égal à 0,11 et un dénominateur égal à :

$$\sqrt{1 + 0{,}01 + 0{,}0025} = 1{,}0062$$

et

$$K_2 = \frac{0{,}11}{1{,}0062} = 0{,}1093$$

d'où D = 10,93 %.

Dans l'exemple du spectre de la figure 13 et en limitant à deux harmoniques notre calcul, on a, avec la formule simplifiée :

$A_1 = 1$,
$A_2 = 0{,}833$, $A^2_2 = 0{,}7$,
$A_3 = 0{,}5$, $A^2_3 = 0{,}25$

cela donne :

$K_2 = 0{,}974$,

c'est-à-dire :

D = 97 %, ce qui est énorme.

Alors qu'avec la formule exacte, nous obtenons :

$$K_2 = \sqrt{\frac{0{,}833 + 0{,}7 + 0{,}5 + 0{,}25}{1 + 0{,}833 + 0{,}7 + 0{,}5 + 0{,}2}}$$

$$= \frac{1{,}50}{1{,}81} = 82{,}9\ \%$$

On voit que pour les taux importants de distorsion, la formule exacte est plus recommandée que la formule approchée qui, elle, est d'une très bonne précision pour les faibles taux.

Amplificateur vidéo-fréquence

Comme on l'a défini dans le précédent ABC, un amplificateur est à vidéo fréquence si sa bande dépasse largement la limite supérieure de 20 kHz, pouvant atteindre des valeurs comme 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz... 200 MHz.

La courbe de réponse doit alors être, autant que possible, linéaire depuis une fréquence basse très faible, par exemple 20 Hz, jusqu'à la limite supérieure, avec des atténuations de 30 % aux deux limites.

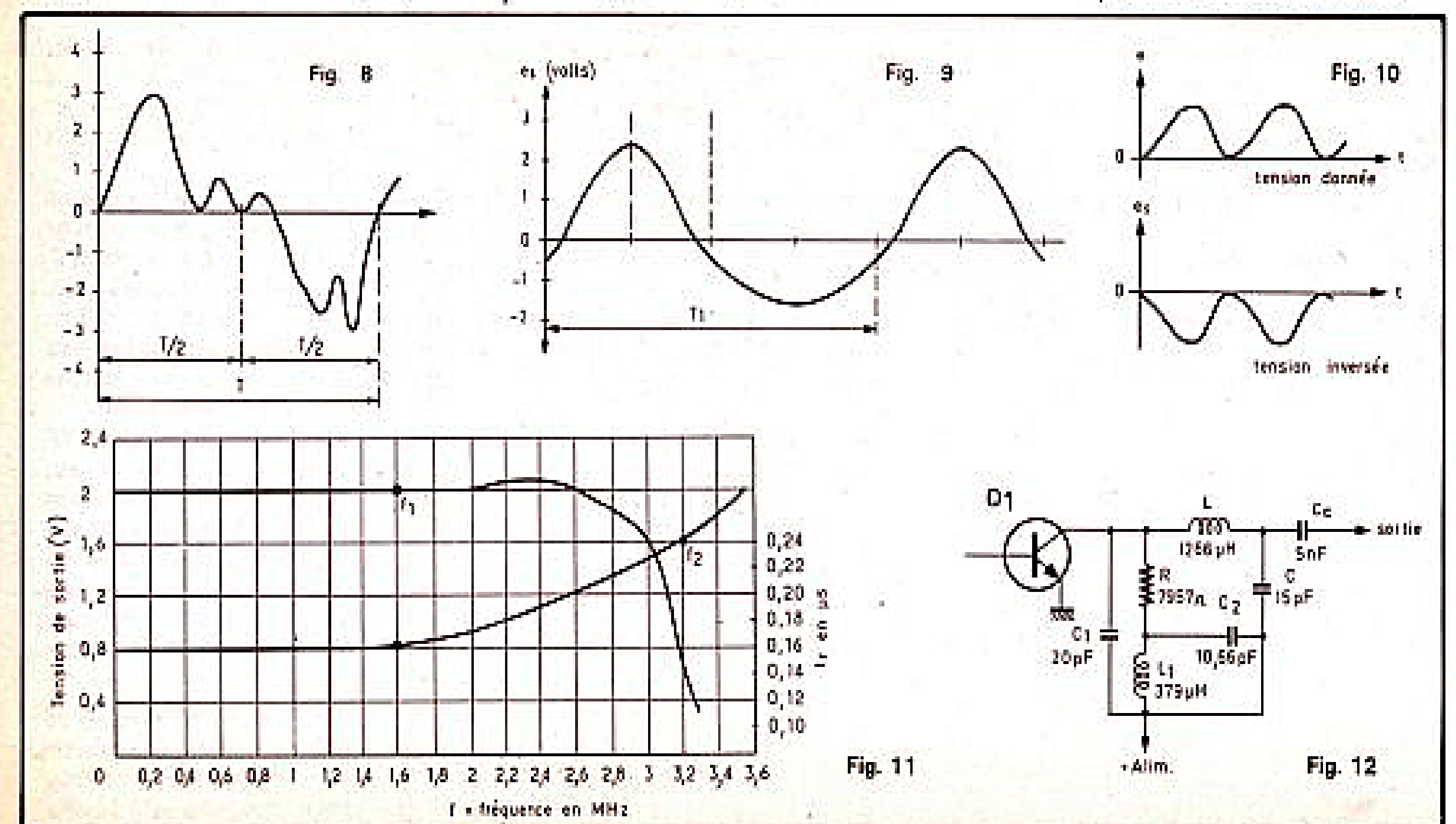


Fig. 11

Fig. 12

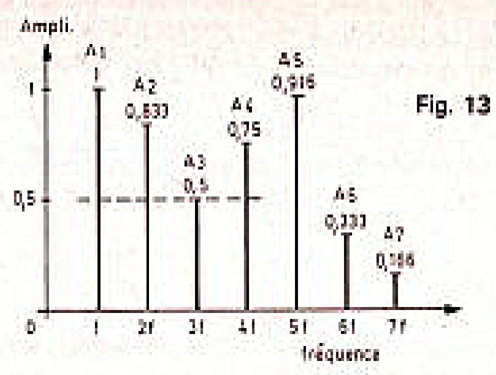


Fig. 13

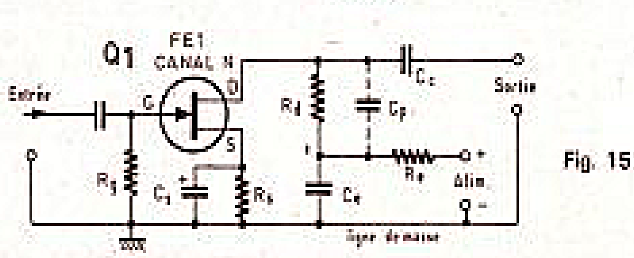


Fig. 15

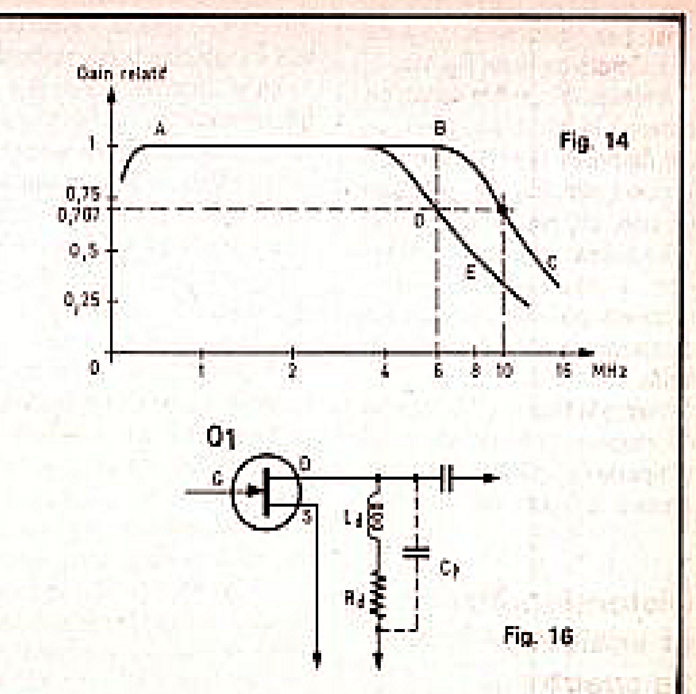


Fig. 14

Fig. 16

Voici à la figure 14 les cour-
es de réponse d'un amplifica-
ur VF pour téléviseur 625 –
19 lignes. La courbe ABC a
ne bande de 10 MHz et la
ourbe ADE, une bande de
MHz (625 lignes).

Du côté des BF (basses fré-
uences), on n'a pas indiqué la
équence de 20 Hz.

Une courbe linéaire de ce
enre s'obtient avec des éta-
es amplificateurs à résistan-
es-capacité ou avec des éta-
es amplificateurs, à éléments
e correction.

On donne à la figure 15 un
xemple d'étage amplificateur
résistances capacités pour la
F. Nous avons choisi un tran-
stor à effet de champ (FET)
anal N, avec ses électrodes :

= grille, équivalente à la base,
= source, équivalente à l'émetteur,
= drain, équivalent au collecteur.

En ne considérant l'atténua-
on aux fréquences élevées, qu'à la sortie, la valeur de R_1 dépend de la fréquence à laquelle l'atténuation doit être de 30 %, par exemple f_h = 10 MHz.

La capacité parasite doit être connue. On a alors :

$$f = \frac{1}{2\pi R_d C_p}$$

avec f en hertz, R_d en ohms, C_p en farads.

On connaît f = 10 Hz, C_p = 10 pF = 10^{-11} F.

Pour calculer R_1, écrivons la formule sous la forme :

$$R_d = \frac{1}{2\pi f C_p}$$

$$\text{ou } R_d = \frac{10^{11}}{6{,}28 \cdot 10^{7}} = \frac{10\,000}{6{,}28} = 1\,590\ \Omega.$$

Le gain sera, dans de nombreux cas, suffisant et pourra atteindre 10 à 20 fois ou plus.

Pour augmenter le gain, on améliorera le montage de la figure 15 en lui ajoutant des bobines de correction.

Voici à la figure 16 le plus simple, dit à bobine de correction shunt. Sur cette figure, le schéma des connexions de la source S du découplage, à partir du point x et celui du circuit de grille, est comme celui de la figure précédente. La bobine L_d est en série avec R_d.

Pour des valeurs convenables de L_d, la courbe peut descendre moins vite que lors de l'absence de cette bobine.

Cela est visible sur la figure 17.

On a choisi une fréquence f_h élevée, proche de la limite supérieure de la bande à des fréquences des signaux à amplifier, par exemple f_h = 9 MHz, la bande étant 10 MHz.

La courbe D représente le cas idéal où le gain relatif est constant jusqu'à f_h et au-delà.

La courbe A représente le gain lorsque l'amplificateur est à résistances capacités. On voit qu'à $f = f_h$, le gain relatif est 0,9. Si l'on dispose en série avec R_1 (voir fig. 16), la bobine L_1, le gain peut être représenté par la courbe B de la figure 17. On voit qu'à $f = f_h$ le gain est encore 1, donc la réponse est excellente.

On peut effectuer une correction plus prononcée. Pour des valeurs convenables de R_d et L_1, il est possible d'obtenir une réponse comme celle indiquée par la courbe C.

Le gain à $f = f_h$ est 1,1. Ensuite, si $f > f_h$, le gain diminue rapidement.

L'intérêt d'une réponse comme C est important. Supposons qu'il y ait deux étages dans un amplificateur VF, le premier ayant une réponse comme celle représentée par la courbe A.

On donnera au deuxième étage une réponse comme celle indiquée par la courbe C.

On voit que les gains à $f = f_h$ des deux étages sont 0,9 et 1,1, donc le gain global sera 0,9 . 1,1 = 0,99, donc proche de 1, c'est-à-dire linéaire.

Un autre schéma d'étage VF avec bobine de correction est celui de la figure 18. La bobine L_2 est en série dans la connexion de liaison avec l'étage suivant. Des courbes analogues à celles de la figure précédente, peuvent être obtenues.

L'avantage de l'emploi d'une bobine série est que le gain de l'étage VF est supérieur à celui obtenu avec l'étage à bobine shunt L_1 et bien entendu avec

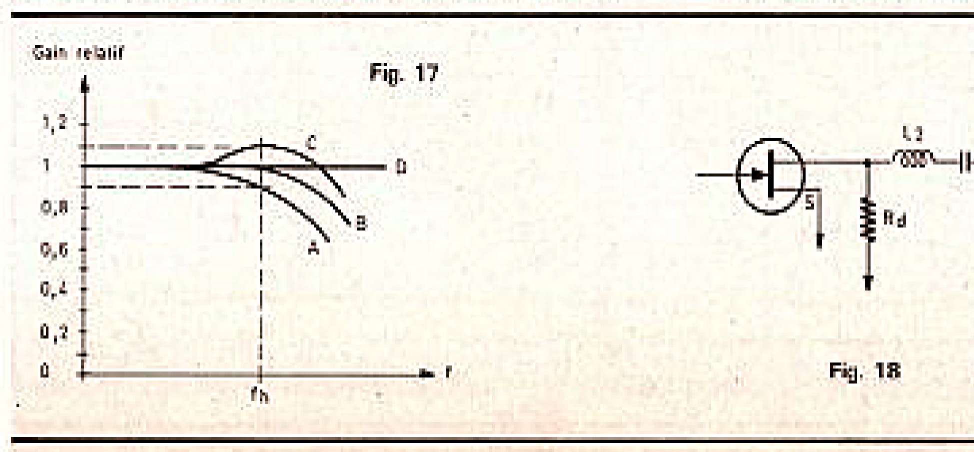


Fig. 17

Fig. 18

celui sans bobine. Dans ces montages, le gain est proportionnel à la résistance R_d de drain (ou de collecteur s'il s'agit d'un transistor bipolaire). Ainsi, si $R_d = 4000\ \Omega$, l'amplificateur donnera un gain environ deux fois plus grand que si R_d était égal à $2000\ \Omega$.

Un gain meilleure encore est obtenu avec le montage dit mixte ou série-shunt. On l'indique à la figure 19 (voir un exemple à la figure 12).

Voici pour terminer, à la figure 20, un autre moyen d'augmenter le gain aux fréquences élevées. Le montage du circuit de drain peut être un de ceux indiqués plus haut qui conservent leurs avantages. Remarquons le circuit de polarisation $R_s C_s$ monté entre la source S et la masse.

Supposons que la réactance de C_s

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C_s}$$

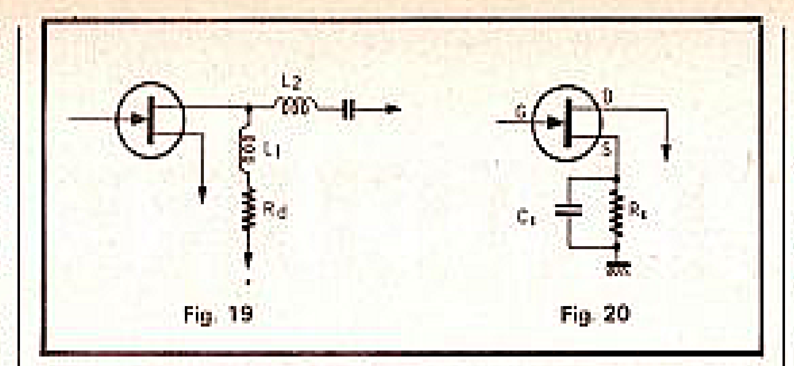


Fig. 19 Fig. 20

soit très faible, par exemple $10\ \Omega$.

Cela donne la valeur de C_s. On a

$$\frac{1}{2\pi . f . 10} \text{ farads}$$

avec f en hertz et X_c en ohms. Si f = 20 Hz, on trouve

$$C_s = 795\ \mu F$$

Si $R_s = 500\ \Omega$ par exemple, le circuit de source a une impédance proche de $10\ \Omega$. De ce fait, le gain de l'étage ne dépend pas du circuit de source. Soit maintenant le cas où l'on prend $X_c = 10\ \Omega$ mais à la fréquence très élevée de 10 MHz par exemple. Dans ce cas, la capacité est égale à :

$$C_s = \frac{1}{2\pi . 10^7 . 10} \text{ farads}$$

ce qui donne

$$C_s = 0{,}00159\ \mu F = 1{,}59\ nF$$

Cette faible valeur de C_s assurera une impédance de $10\ \Omega$ environ à 10 MHz, mais à 100 Hz, par exemple, elle sera très élevée. Comme 10 MHz divisé par 100 Hz donne 100 000, la réactance de C_s sera $159\,000\ \Omega$ 100 Hz. Dans ces condition l'impédance du circuit c source sera sensiblemer $500\ \Omega$ valeur de R_s.

Il y aura alors une fort contre-réaction de courant e le gain sera diminué aux fré quences basses.

Par contre, il n'y aura qu très peu de contre-réactio aux fréquences élevées, don le gain sera maximum. On aur ainsi favorisé le gain aux fré quences élevées en donnant C_s une faible valeur.

L'HEURE ET LES SIGNAUX HORAIRES

PARMI les unités de mesure de la vie courante, l'heure est l'une des plus anciennes. Et surtout, c'est une unité qui n'a jamais été modifiée au cours des siècles, et qui est utilisée uniformément dans le monde entier. Il n'y a jamais eu, dans le domaine du temps, cette multitude confuse des unités de longueur : pieds, pouces, aunes, toises, milles dont la définition variait souvent d'un pays à l'autre et dont la complexité nous pose encore actuellement bien des problèmes.

Il est vrai que l'unité de longueur implique une notion de commerce et de protectionnisme : on ne peut exporter des vis de 6 mm dans un pays où la norme ne connaît que des vis d'un quart de pouce. En revanche, le lever du soleil à 6 h 45, cela ne se vend pas. D'ailleurs, l'heure est la seule unité de mesure qu'on peut obtenir gratuitement en tant qu'étalon. Si vous voulez un étalon précis de tension électrique, vous le payerez d'abord fort cher, puis, pour obtenir des subdivisions de votre volt étalon, il vous faudra encore construire tout autour un appareillage fort coûteux. Alors que la seconde, la minute et l'heure sont diffusées gratuitement par une centaine d'émetteurs de signaux horaires dans le monde entier. Et ce avec une précision absolument extraordinaire, atteignant 10^{-12}. Il n'y a guère autre chose qu'on sache mesurer aussi précisément. Pour le volt, par exemple, 10^{-6} semble une limite difficile à franchir.

L'histoire de l'heure

Certes, personne n'a jamais sérieusement essayé de modifier ce système curieux qui nous fait subdiviser la journée en 24 heures et la minute en 60 secondes, pour lui substituer une journée de 100 heures par exemple, ou une heure de 100 minutes. Cependant, la définition de l'unité de temps, la seconde, a souvent varié, et c'est seulement de 1971 que date le dernier changement dans la définition de l'échelle de temps, telle qu'elle est appliquée actuellement.

Au départ, l'heure était essentiellement l'affaire des astronomes et des navigateurs qui en avaient besoin pour connaître, à tout moment, l'angle de rotation de la terre. Plus tard, les physiciens avaient, eux aussi, besoin d'un étalon de temps, pour leur système d'unités. Mais, s'appuyant sur la tradition, les astronomes n'étaient pas disposés à écouter les physiciens, et encore en 1956, la seconde fut définie par l'IAU (International Astronomic Union) comme la 31 556 925, 9747[e] partie de l'année tropique ramenée au 31 décembre 1899 à midi.

Ce qui peut surprendre, c'est que cette définition ait été assortie d'une date. C'était pourtant nécessaire, car le mouvement de rotation de la terre se ralentit progressivement du fait du frottement des marées. De très peu, certainement à peine une seconde, tous les 100 ans, soit environ $2,5 \times 10^{-10}$ par an. Mais puisqu'on sait mesurer le temps au moins à 10^{-12} près, l'erreur de ralentissement est encore plus de 100 fois plus grande que l'erreur de mesure.

La définition de la seconde, telle que l'IAU l'avait élaborée, était donc bien compliquée du fait de sa référence à une date. De plus on s'aperçut bientôt qu'elle était imprécise, car les mouvements de la terre et de la lune sont affectés d'irrégularités qu'on ne sait pas encore prévoir. Or, les physiciens disposaient d'un étalon beaucoup plus simple à définir, beaucoup plus précis, beaucoup plus facile à mettre en œuvre : l'horloge au caesium (horloge atomique). Son seul défaut, c'était de ne pas être reconnu par les astronomes. Et il fallut attendre 11 ans, jusqu'à ce que le CCDS (Comité Consultatif pour la Définition de la Seconde) arrive enfin à rallier tout le monde à une définition selon laquelle la durée de la seconde est égale à celle de 9 192 631 770 périodes d'oscillation d'un rayonnement du caesium, obtenu dans des conditions bien précises.

En principe, cette nouvelle définition, de 1967, devait correspondre à celle de 1956, citée plus haut. Toutefois, on s'aperçut par la suite qu'elle ne correspondait pas à la durée de l'année en 1899, mais plutôt à la durée que l'année avait quelque part entre 1756 et 1895 – sans plus de précision, car on ne peut effectuer des mesures de temps dans le passé.

Comme le mouvement de la terre s'est ralenti depuis, une année dure, actuellement, une seconde de plus que le nombre théorique des secondes. Si on veut que, dans ces conditions, l'échelle de temps traduise toujours l'angle de rotation de

la terre, à 0,2 s près par exemple, il faudrait, environ dix fois par an, arrêter toutes les horloges pendant 0,2 s, et puis les faire repartir. Ou alors, on décrète, dès le début de l'année, que la seconde qu'affichent les horloges (et qui est diffusée par les émetteurs de signaux horaires) est par exemple de 3×10^{-8} plus longue que la « vraie » seconde (celle des physiciens). Et si, au courant de l'année, on s'aperçoit que les irrégularités du mouvement de la terre font échouer cette prévision, on procède, comme plus haut, par un rattrapage discontinu de 0,1 s. Cela peut paraître bien compliqué, mais c'est pourtant ainsi qu'on a procédé jusqu'en 1971. Aux USA (émetteur WWVB du NBS, 60 kHz), on utilisait le premier système, alors que le second était le plus courant en Europe, et il existait de nombreuses autres échelles de temps, plus ou moins officielles. Le BIH (Bureau International de l'heure) essayait de diriger tant bien que mal ce système UTC (temps universel coordonné) qui, en fait, n'était pas si coordonné que cela. Et en dehors des IAU, CCDS, BIH, déjà mentionnés, il y avait le CGPM (Conférence Générale des Poids et Mesures), CIPM (Comité international des Poids et Mesures) et d'autres instances internationales qui cherchaient des solutions. Ce, bien entendu, en collaboration avec des instances nationales dont les avis n'étaient pas toujours identiques, pour un pays donné. Ainsi, en Allemagne, le DHI (Hydrographes) émettait des avis diamétralement opposés à ceux du PTB (Physiciens).

Et ces discussions de savants dureraient peut-être encore, si le CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications) ne s'était pas érigé en arbitre. En fait, le CCIR n'a aucune compétence en matière d'unités de mesure ; mais il s'occupe, entre autres, de la diffusion des signaux horaires. Les gens du CCIR, plus techniciens que savants, ont l'esprit pratique. Et la définition de leurs fréquences dépend de celle du temps, ce qui exclut que chacun se fabrique son temps un peu à sa manière.

Parmi les diverses propositions qui étaient connues à l'époque, le CCIR choisit celle de la seconde « bissextile » dont il sera question ci-dessous, et il arriva si bien à l'imposer à tous les IAU, BIH, CCDS, CGPM, CIPM et autres NBS, qu'actuellement le monde entier a adopté cette nouvelle échelle UTC, dérivée du TAI (Temps atomique international).

L'échelle de temps UTC

Le compromis du nouveau système UTC est plutôt favorable aux physiciens et aux techniciens qui disposent, dans ce système, toujours de secondes entières (sans saut de 0,1 ou 0,2 s) et néanmoins « vraies » (conformes à la définition, sans offset). Le problème de la seconde qui manque, environ une fois l'an, on l'a résolu par une seconde « bissextile » qu'on ajoute, au besoin, en fin de trimestre. Ainsi, il peut se faire que la dernière minute du dernier jour de mars (ou juin, septembre, décembre) ait 61 secondes au lieu de 60. La date des secondes intercalaires est fixée par le BHI, et ce de façon que la différence entre UTC (temps civil) et UT 1 (temps des astronomes, proportionnel à l'angle de rotation de la terre) ne dépasse jamais 0,9 s. Cette différence entre UTC et UT 1 est appelée DUT 1. Certains émetteurs de signaux horaires diffusent, de façon permanente, la valeur de cette différence, exprimée en dizièmes de seconde.

Pour l'utilisateur de l'heure civile UTC qui a besoin d'une précision élevée, l'intercalage des secondes bissextiles est évidemment une gêne, car il doit d'abord se renseigner auprès du BIH quand ces intercalages auront lieu, puis il doit réajuster son horloge en conséquence, le moment venu. Toutefois, l'utilisateur peut éviter cette difficulté, s'il utilise non pas une horloge autonome, à base de temps propre, mais une horloge commandée par un émetteur de signaux horaires.

Ces émetteurs diffusent non seulement un top toutes les secondes – et donc il peut parfois y en avoir 61 dans une minute – mais aussi des repères de minutes qui suivent évidemment UTC d'une façon rigoureuse. De plus, certains de ces émetteurs diffusent également des signaux numériques, permettant une mise à l'heure automatique d'une horloge digitale.

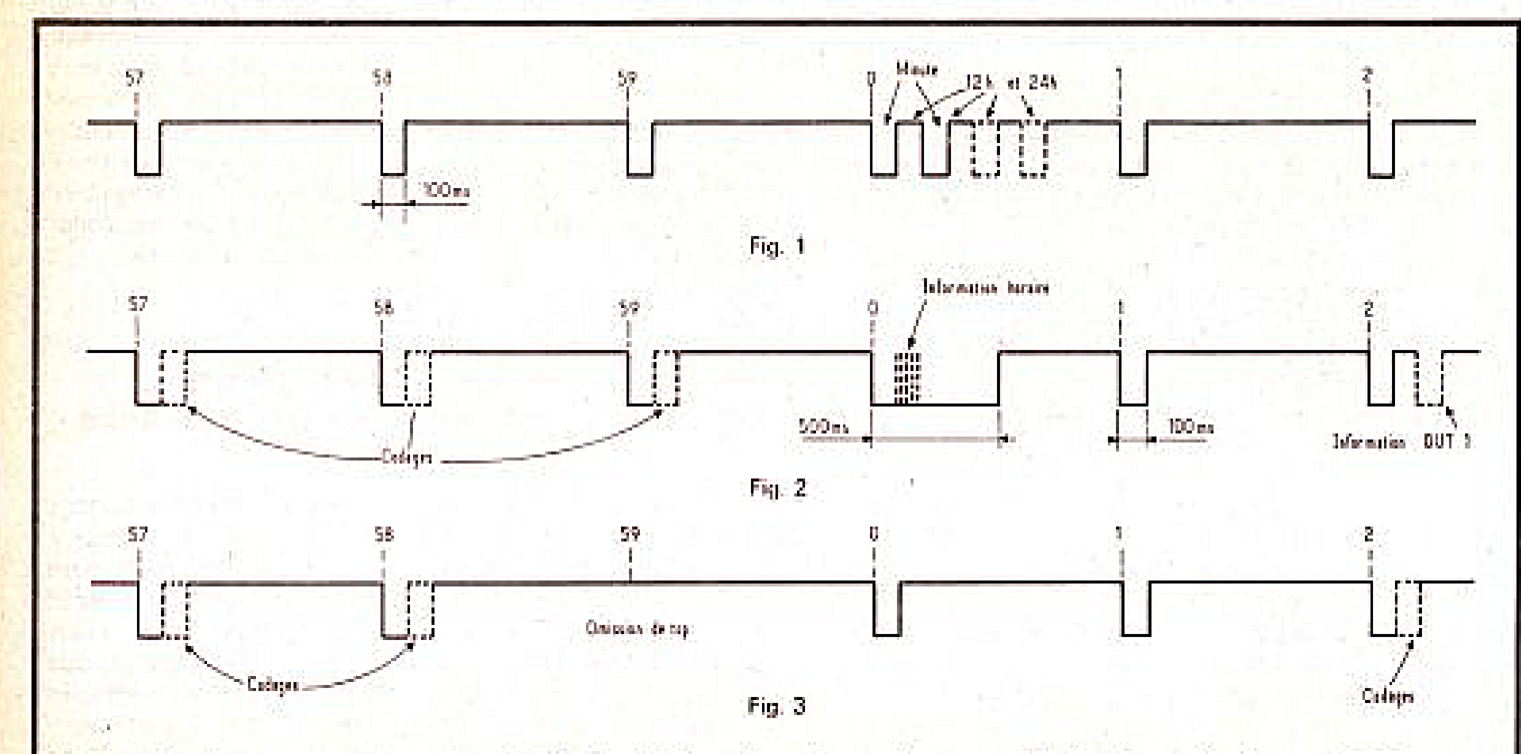


Fig. 1. – Ce diagramme impulsionnel représente le « programme » de l'émetteur de signaux horaires suisse, HGB.

Fig. 2. – En dehors de repères pour les secondes et les minutes, l'émetteur de signaux horaires MSF transmet également des informations codées.

Fig. 3. – La station allemande DCF transmet également des informations codées. Le début de chaque nouvelle minute est annoncé par l'omission du 59ᵉ top.

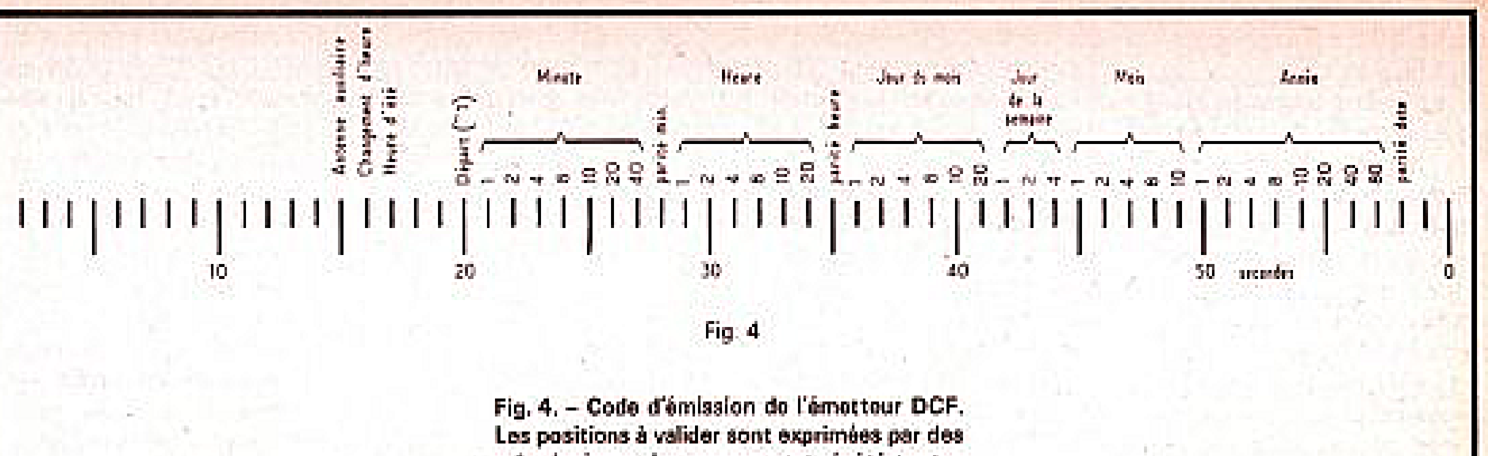


Fig. 4. – Code d'émission de l'émetteur DCF. Les positions à valider sont exprimées par des « 1 » logiques. Le message est répété toutes les minutes.

Les émetteurs de signaux horaires

Pour une horloge radiocommandée, les émetteurs de signaux horaires de la gamme des ondes courtes sont sans intérêt, car ils travaillent à plusieurs sur une même fréquence, et ce avec des codes différents. Suivant les aléas de la propagation, on capte tantôt l'un, tantôt l'autre, tantôt plusieurs. En revanche, ces difficultés n'existent pas dans le cas des stations travaillant sur ondes très longues, entre 50 et 80 kHz.

Pour la réception en France, trois de ces stations peuvent présenter un intérêt. Elles travaillent toutes en modulation négative d'amplitude, c'est-à-dire que les tops qu'elles émettent consistent dans une suppression ou dans une forte réduction de la porteuse.

Le code le plus simple est celui de HGB (75 kHz), situé à Pragins, près de Genève. Comme le montre la figure 1, ce code se compose de tops uniformes d'une durée de 100 ms, le début de la minute étant signalé par un top double, le début de l'heure par un top triple, et à 12 heures ainsi qu'à 24 heures on diffuse quatre tops.

La figure 3 montre l'allure des signaux émis par DCF (77,5 kHz), situé à Mainflingen, près de Frankfort sur le Main, et qu'on reçoit assez commodément dans un rayon d'au moins 1 000 km. Contrairement aux codes précédents qui ne permettent de connaître le début d'une minute qu'après le commencement effectif de cette minute, DCF procède par omission du 59ᵉ top de chaque minute, pour annoncer d'avance le début d'une nouvelle minute. Cela facilite le traitement des signaux par circuits logiques. Les informations transmises, dont le détail sera donné plus loin, sont exprimées par la durée des tops : un top de 100 ms correspond à un « 0 » logique, et un top de 200 ms à un « 1 » logique.

Les trois stations mentionnées travaillent en principe de façon permanente. Cependant, des pannes, ou encore coupures pour entretien et en cas d'orage, peuvent déterminer des interruptions pendant environ 0,1 à 1 % du temps. De ce fait, une horloge radiocommandée ne travaillera de façon sûre que si l'émetteur horaire sert non pas à une commande intégrale, mais seulement à la synchronisation d'une base de temps locale.

Le code d'émission DCF

La figure 4 montre le déroulement des informations, à l'intérieur d'une minute, pour le code de l'émetteur DCF. L'information horaire et de date est diffusée entre les secondes 20 et 58, et ce sous forme de trois groupes de signaux (binaire codé décimal), minutes, heures, date. Chaque groupe se termine par un signal de « parité » qu'on choisit, à l'émission, de façon que le nombre des « 1 », à l'intérieur de chaque groupe, soit toujours un nombre pair.

A titre d'exemple, la figure 5 montre comment ce code est utilisé pour exprimer les valeurs de minutes « 11 », « 12 » et « 13 », les niveaux logiques « 0 » étant représentés par des traits courts, et les « 1 » par des traits longs. Le nombre 11 sera exprimé par un « 1 » pour les bits de poids « 1 » et « 10 ». Le nombre des « 1 » à l'intérieur du groupe « minutes » sera donc pair, si on choisit le bit de parité égal à « 0 ». Il en sera de même pour la valeur « 12 », puisqu'on peut l'exprimer par 2 bits, de poids « 2 » et « 10 ». Par contre, la valeur « 13 » demande 3 bits, de poids « 1 », « 2 » et « 10 ». Le nombre total des « 1 » logiques du groupe ne sera donc pair que si on utilise également un « 1 » logique pour le bit de parité. A la réception, une « vérification de parité », pratiquée sur chaque groupe du message, pourra servir pour rejeter, comme perturbé, tout groupe de message qui comporterait un nombre impair de « 1 » logiques. Les valeurs numériques qui sont diffusées à un instant donné, sont toujours valables pour la minute qui suit immédiatement celle pendant laquelle la diffusion a lieu.

Jusqu'en 1976, DCF utilisait les 19 premières secondes de chaque minute pour la diffusion d'un signal « DUT 1 », relatif à l'angle de rotation de la terre. Pour l'instant, le seul des émetteurs mentionnés qui diffusent encore ce signal, est MSF. Cette diffusion se fait par des tops doubles (fig. 2) dont le nombre exprime la valeur (0,1 s par top double) et dont la position exprime le signe (+ ou –) de DUT 1.

Chez DCF, on a libéré ces 19 premières secondes pour d'autres informations. Un « 1 » logique est diffusé à la 15ᵉ seconde, quand l'émetteur fonctionne sur antenne auxiliaire (en cas d'entretien de l'antenne principale). Pour le cas où l'heure d'été serait instaurée de façon uniforme, en Europe, à partir de 1978, on prévoit un « 1 » à la 16ᵉ seconde pour annoncer tout changement d'heure (hiver vers été ou été vers hiver), et cependant l'heure qui précède ce changement. Finalement, toute transmission en valeurs d'heure d'été sera accompagnée d'un « 1 » à la 17ᵉ seconde.

Certaines des positions encore libres sont susceptibles d'être utilisées pour des codages internes de service.

Le problème des perturbations

La réalisation d'une horloge asservie à DCF et à mise à l'heure automatique, ne pose qu'un seul problème ardu : celui des perturbations. Pour le résoudre, on utilise le principe de la redondance. En effet, les messages diffusés sont redondants quant à leur forme : on sait d'avance qu'il y aura une omission de top à la 59ᵉ seconde de chaque minute. De plus, ces messages sont égale-

ment redondants quant à leur contenu : quand on a capté correctement le message d'une minute donnée, on sait d'avance quel sera celui de la minute suivante.

Puisque l'émetteur travaille en modulation négative, une perturbation peut effacer un top, si elle a lieu à ce moment. A 500 km de l'émetteur, et pendant un orage, de tels effacements de tops peuvent arriver plus d'une fois par minute. Si on utilise alors toutes les omissions de top qu'on constate pour la synchronisation d'une horloge, celle-ci se déréglera très rapidement.

Pour y remédier, on utilise un procédé de comptage, consistant à ne considérer comme « vraie » une omission de top que si elle a été précédée de 59 tops qui avaient bien la distance réglementaire de 1 s.

Quant au contenu de l'information, on dispose déjà d'un moyen de vérification par les bits de parité. Mais il peut arriver que deux perturbations raccourcissent deux tops à l'intérieur d'un groupe d'informations, transformant ainsi deux « 1 » en deux « 0 », ce qui ne peut évidemment être détecté par la vérification de parité. En effectuant, à ce sujet, des expériences avec des perturbations plus ou moins artificielles, on constate qu'un tel phénomène peut avoir lieu jusqu'à deux fois par jour.

La solution qui vient immédiatement à l'esprit est celle d'une vérification de deux messages consécutifs : on reçoit un premier message, et on l'entre dans une mémoire, après lui avoir additionné une minute (en tant que valeur numérique). Puis, après avoir capté un second message dans la minute qui suit, on le compare au contenu de la mémoire. Et si cette comparaison révèle l'identité souhaitée, il reste encore à comparer le message reçu à l'information qui est affichée par l'horloge, pour voir, si celle-ci est toujours à l'heure.

Cette méthode est assez onéreuse, puisqu'elle demande une mémoire intermédiaire, et deux comparaisons. Il en existe une autre, nettement plus simple, bien que peut-être moins

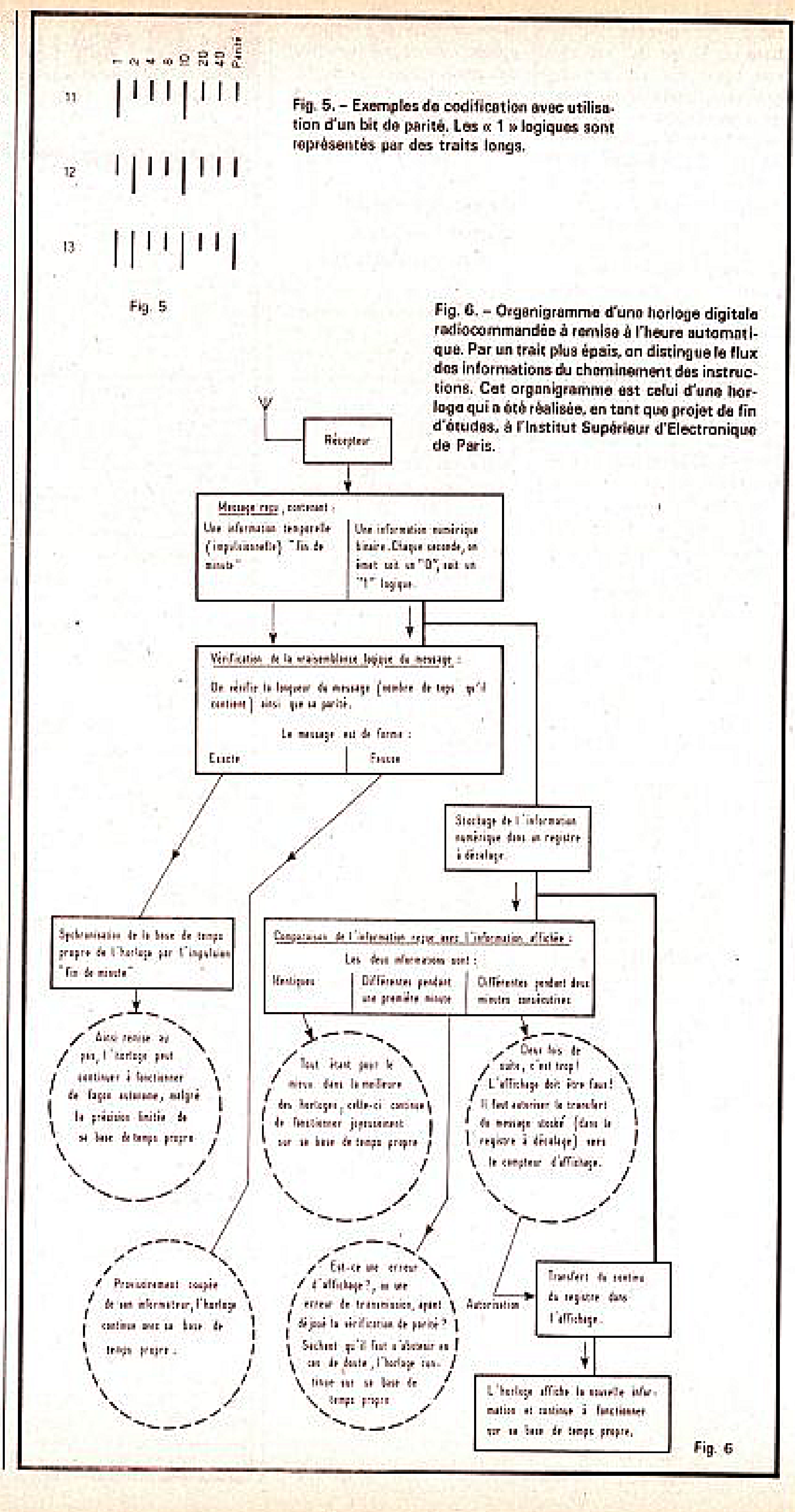


Fig. 5. – Exemples de codification avec utilisation d'un bit de parité. Les « 1 » logiques sont représentés par des traits longs.

Fig. 6. – Organigramme d'une horloge digitale radiocommandée à remise à l'heure automatique. Par un trait plus épais, on distingue le flux des informations du cheminement des instructions. Cet organigramme est celui d'une horloge qui a été réalisée, en tant que projet de fin d'études, à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris.

facile à comprendre. Elle se base sur le fait qu'il est très rare (deux fois par jour au grand maximum) qu'une erreur de transmission ne soit pas détectée par la vérification de parité. C'est-à-dire qu'il n'existe qu'une probabilité infime (tous les 100 ans, environ) que deux minutes consécutives contiennent, toutes deux un message qui serait de contenu faux tout en étant accepté par le contrôle de parité.

Dans ces conditions, on peut donc baser la vérification sur un principe de redondance, ou de redondance négative, stipulant que tout message de contenu éventuel faux doit se trouver encadré par deux messages de contenu exact. L'application de ce principe consiste à attendre toujours une minute, quand on reçoit un message dont le contenu n'est pas conforme à ce que l'horloge affiche. Si, à la minute suivante, on constate qu'il y a de nouveau identité entre l'information reçue et affichée, on conclut sur une erreur de transmission, et on ne change rien. Mais si, au contraire, cette identité n'existe pas non plus la seconde fois, on corrige en rendant l'information affichée identique à celle qu'on vient de recevoir.

Ce qui n'est peut-être pas bien évident, c'est la nécessité éventuelle d'un changement d'une information affichée par l'horloge. En effet, une fois que celle-ci a été correctement mise en service, elle doit pouvoir continuer indéfiniment, synchronisée seulement par les repères « fin de minute » de l'émetteur de signaux horaires. Or, dans le cas d'une horloge digitale, toute coupure d'alimentation implique une perte totale de mémoire, et une remise à l'heure est alors nécessaire. De plus, des perturbations particulièrement violentes peuvent agir directement sur les circuits logiques, et leur effet ne peut être corrigé que par une remise à l'heure. Finalement, dans le cas d'une horloge à calendrier, une programmation bien compliquée serait nécessaire, si on veut que l'horloge suive le rythme irrégulier des durées des mois. Sans cette programmation, ce n'est que l'émetteur de signaux horaires qui peut lui apprendre, sur quel jour elle doit se mettre après un 30 novembre ou un 28 février.

Organigramme d'une horloge radiocommandée

La figure 6 renseigne sur le déroulement logique des opérations internes d'une horloge digitale radiocommandée, fonctionnant suivant le principe exposé plus haut. Dans ce diagramme, on distingue entre le flux des informations, représenté par un trait épais, et les instructions dont un trait mince exprime le cheminement.

De plus, on peut distinguer entre les opérations qu'effectue l'horloge (textes inscrits dans des rectangles), et ce qu'on peut appeler les « réflexions » auxquelles se livrent les organes logiques, avant de prendre une décision. Ces réflexions ont été inscrites dans des « bulles ».

Bien entendu, cet organigramme n'est qu'une première approche au diagramme de fonctionnement et au schéma électronique. Une description détaillée de ces circuits sera donnée dans un article ultérieur, consacré à la réalisation d'une horloge digitale radiocommandée, à remise à l'heure automatique.

H. SCHREIBER

Bibliographie

G. BECKER, Die Sekunde. – PTB-Mitteilungen 85, 1/75, p. 14 à 28.

G. BECKER, Information en über den deutschen Zeitsignal – und Normalfrequenzsender DCF 77. – Uhrentechnik, 1/77, p. 3 à 8.

Institut Supérieur d'Electronique de Paris, Projet de fin d'études A5, 1976.

LA FOUDRE

(3e partie)

(Suite voir N° 1636)

Les parafoudres utilisés en télécommunication et en radio

L'influence des surtensions externes sur les lignes aériennes et les câbles reliés à des installations de télécommunication ou de radio est toujours à craindre. En outre, des commutations délibérées ou intempestives risquent de provoquer des surtensions internes sur les installations et les appareils. Lorsqu'il est impossible d'éviter les surtensions, elles doivent être limitées à des valeurs inoffensives, afin qu'il n'y ait pas de détérioration dans le matériel ou de danger pour le personnel. Les éclateurs à électrodes sous atmosphère de gaz rare, se prêtent particulièrement bien à ces emplois et trouvent ici de nombreuses applications.

Parmi les causes de surtensions externes sur les lignes de transmission, il y a bien entendu les influences atmosphériques : coups de foudre et charges statiques déposés par un champ électrique sur les lignes, par exemple en cas de grandes différences d'altitude sur leur trajet, ou avant et pendant un orage. L'onde mobile à front raide qu'un éclair engendre, se propage de part et d'autre de son origine. Bien que sa pente et son amplitude diminuent rapidement, des dégâts peuvent néanmoins être causés jusqu'à 10 ou 20 kilomètres de l'origine.

L'établissement d'un court-circuit sur une ligne de transport d'énergie, notamment dans le cas d'une mise à la terre rigide du neutre, peut également induire des tensions élevées dans les lignes de transmission voisines.

Il faut aussi envisager les causes des surtensions internes dans les installations. Le branchement ou la coupure de condensateurs de compensation de la puissance réactive peuvent s'accompagner de surtensions très élevées qui se propagent dans les installations de télécommunication et de signalisation par l'intermédiaire du secteur. Des pointes de surtensions élevées, multiples de la tension de service, peuvent apparaître dans les appareils lors de la commutation d'inductances telles que transformateurs, bobines d'induction, etc.

Les parafoudres utilisés plus particulièrement en radio sont des dispositifs de protection contre les effets nuisibles de l'électricité atmosphérique sur les antennes notamment. Comme précédemment, ces perturbations peuvent être, soit une accumulation de charges statiques atmosphériques sur l'antenne, soit une induction importante provoquée par un coup de foudre voisin de l'antenne.

Bien entendu, si la décharge atmosphérique atteint directement l'antenne, si la foudre « tombe » sur l'antenne, les dispositifs parafoudres quels qu'ils soient ne servent absolument à rien. En effet, une antenne, même associée à un parafoudre, ne saurait remplir le rôle d'un paratonnerre dans ce cas là ! D'ailleurs, il n'y a aucune raison pour que la foudre tombe sur une antenne de préférence à une cheminée, un clocher ou un toit voisin. Ce sont là, précisément, les bizarreries imprévisibles et capricieuses de la foudre ; car une antenne n'attire pas cette redoutable foudre... elle n'a aucun pouvoir dans ce sens ! Qu'on se le dise !

D'une façon plus détaillée, les causes externes de surtension sur une antenne sont les suivantes :

a) Chute éventuelle de l'antenne sur une ligne quelconque à tension élevée (et contact entre elles) ;

b) Charges statiques dues aux nuages orageux ;

c) Ionisation de l'air : grêle, neige, gouttes de pluie orageuse, sable porté par le vent ;

d) Décharge de foudre directe dans le voisinage provoquant une induction importante sur l'antenne à protéger.

Lorsque nous parlons d'antennes dans le cas présent, il ne s'agit nullement des 5 à 10 mètres de fil accroché entre deux cheminées ou entre deux murs – souvent à un niveau inférieur à celui de la toiture – fil constituant certaines petites antennes de réception courantes. Nous voulons parler des antennes longues, très élevées et bien dégagées, utilisées dans les stations d'écoute et par les amateurs – émetteurs.

De telles antennes, extrêmement bien isolées par ailleurs, sont le siège par temps d'orage d'importantes charges statiques et de non moins importantes inductions au moment des éclairs. Ces charges et ces inductions peuvent présenter un certain danger pour les appareils de réception ou d'émission connectés à la base de l'antenne, pour l'opérateur et pour le bâtiment. Il convient donc d'écouler cette électricité à la terre, et c'est le rôle des parafoudres – limiteurs.

Il n'est absolument pas du tout conseillé de relier l'antenne directement à la terre, au moyen d'un inverseur à couteau par exemple, comme on le voit hélas trop souvent. Ce procédé consiste, en quelque sorte, à transformer l'antenne en paratonnerre ; or, les antennes n'ont pas les caractéristiques, ni la structure pour cela.

Absolument pas conseillées non plus, les antennes « libres » ou « en l'air », c'est-à-dire dont l'arrivée est déconnectée de tout. L'écoulement de l'électricité recueillie ou induite est impossible ; les charges s'accumulent jusqu'au moment où elles provoquent une suite d'étincelles en un point d'amorçage le plus facile, avec une cloison, une charpente, une tapisserie, un isolateur de passage quelconque, etc. (d'où risque d'incendie).

Le seul procédé efficace consiste donc à débrancher l'antenne des appareils normalement utilisés et à la commuter par un inverseur ou un relais, sur un dispositif parafoudre se chargeant d'écouler à la terre l'électricité recueillie ou induite dans l'installation aérienne. On pourra adopter l'un des montages représenté sur la figure 7 ; naturellement, si l'antenne comporte un feeder symétrique ou coaxial, la commutation devra être doublée.

Comme on le devine, il est particulièrement recommandé de monter le parafoudre à l'extérieur des bâtiments, ainsi que l'inverseur, et d'utiliser une bonne prise de terre (conduite d'eau, plaque de terre, etc.).

Un tube parafoudre limiteur de tension à gaz se présente souvent sous la forme déjà vue avec la figure 6 (mais d'autres présentations sont également commercialisées). Chaque « couteau » de contact est relié à une électrode intérieure du parafoudre. L'ampoule renferme un gaz raréfié (néon, hélium, hydrogène) ; cette atmosphère gazeuse offre normalement une résistance très élevée. Par temps d'orage, la surtension présente sur l'antenne, ionise le gaz et le rend momentanément très conducteur ; ce qui permet l'écoulement aisé de l'électricité atmosphérique vers la terre.

A priori, son fonctionnement est un peu comme celui d'un simple tube au néon. En effet, lorsque la tension aux bornes des électrodes dépasse la tension d'amorçage du tube considéré, une décharge luminescente se produit et se maintient après l'amorçage, même pour des tensions inférieures, et ce, jusqu'à la tension d'extinction.

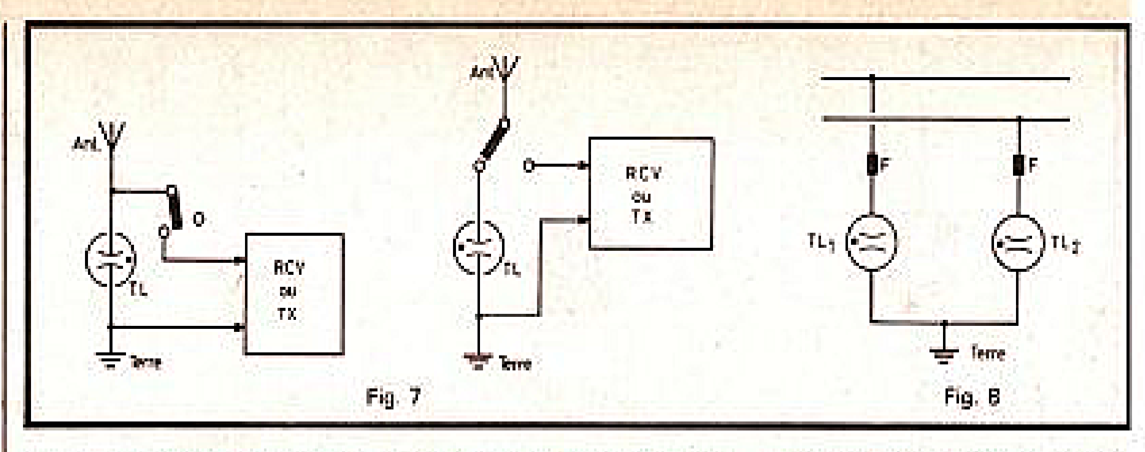


Fig. 7

Fig. 8

A ce propos, il faut cependant remarquer que la décharge ne s'éteindra que si la tension normale, éventuellement présente sur la ligne, est inférieure à la tension d'extinction ; il importe donc, le cas échéant, de choisir un tube limiteur présentant des caractéristiques appropriées. Selon l'importance du courant qui s'écoule par ce procédé, la luminescence est plus ou moins forte.

Jusqu'ici, la comparaison faite avec un tube au néon ordinaire est valable ; désormais, elle ne le sera plus. En effet, lorsque l'intensité à écouler augmente jusqu'à quelques centaines de milliampères, la luminescence recouvre une surface de plus en plus grande des électrodes. Puis, si cette intensité se trouve encore dans l'obligation de croître, le caractère de la décharge se modifie et nous assistons à une décharge en arc (le courant dans l'arc augmente et la tension diminue).

En résumé, lorsqu'il s'agit d'une violente induction provoquée par un coup de foudre voisin, le tube parafoudre s'illumine brutalement et les électrodes internes font parfois fonction d'éclateur ; mais dans tous les cas, la préservation est assurée, la surtension induite étant canalisée vers la terre.

Lorsqu'il ne s'agit que de charges statiques, l'amorçage du tube parafoudre ne se produit que lorsque ces charges atteignent la tension requise ; le tube s'illumine alors, et laisse écouler les charges vers la terre. L'accumulation des charges dans l'antenne pouvant atteindre des potentiels dangereux est donc impossible. Mieux même, l'accumulation des charges statiques dans l'atmosphère environnant l'antenne est très difficile, puisque la dite antenne et son parafoudre offrent à ces charges un chemin privilégié pour atteindre le sol, et ce d'une manière plus lente, permanente et régularisée. En évitant cette accumulation des charges dans l'atmosphère, on conçoit que, en même temps, on minimise les chances d'un coup de foudre brusque ou d'une décharge directe sur l'antenne et le bâtiment.

On pourrait être tenté d'utiliser, comme organe limiteur de tension, un simple tube au néon. Ce serait donc une erreur grossière, les électrodes d'un tel tube ne présentant pas la robustesse nécessaire.

Dans le cas d'antennes extrêmement hautes, importantes et dégagées employées par les stations dites commerciales, on utilise des combinateurs qui comportent à la fois un tube à gaz de décharge, un éclateur à peigne, un protecteur à incandescence et une bobine de réactance. Néanmoins, les simples (mais efficaces) dispositions représentées sur la figure 7 conviennent parfaitement pour les stations d'amateurs. Avec ces montages, il est recommandé d'employer des limiteurs à faible tension d'amorçage.

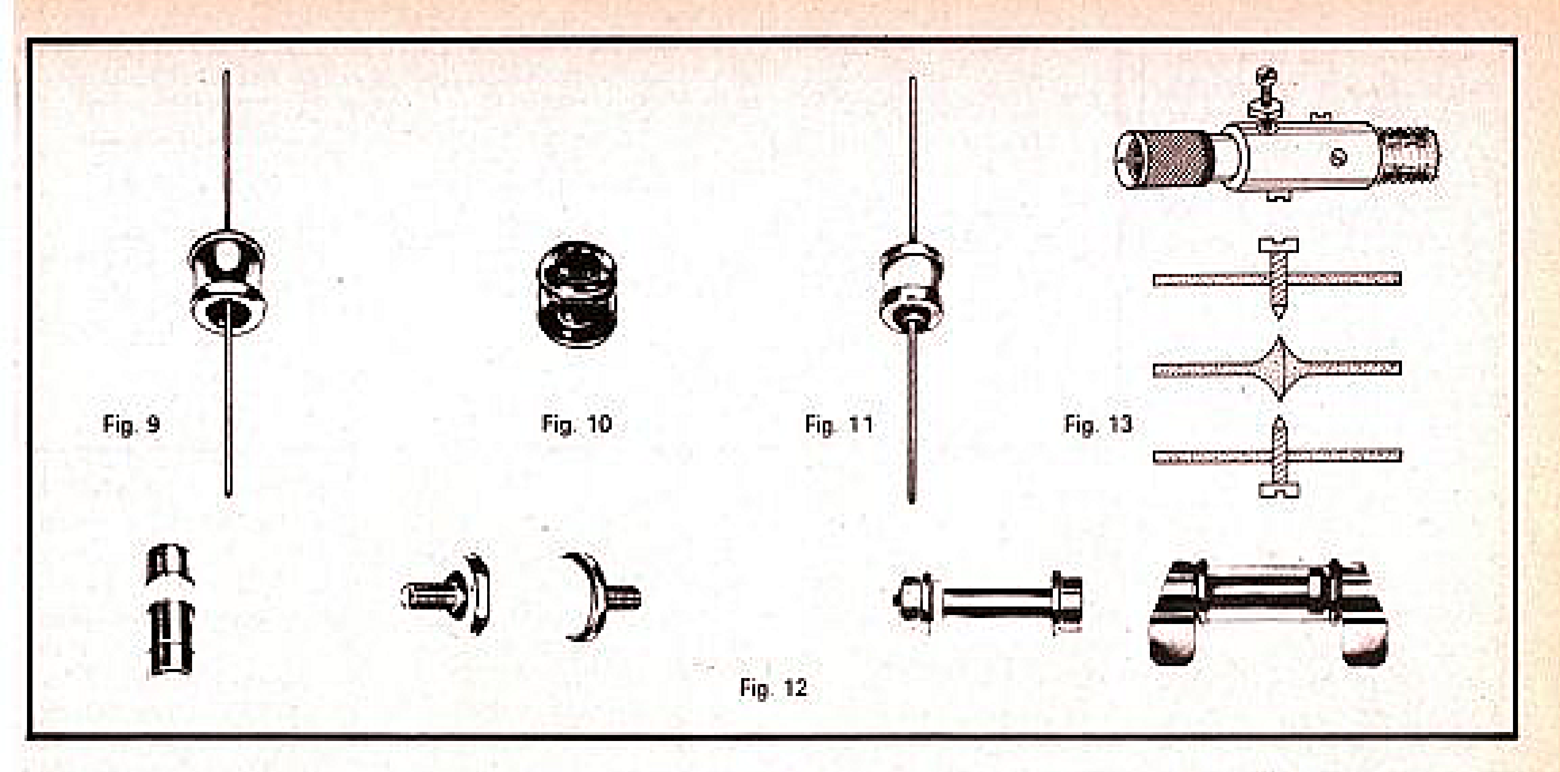
Plus une antenne est haute, longue et bien isolée, plus elle est sensible aux charges statiques atmosphériques dont nous avons précédemment parlé. L'importance de la charge sur l'antenne dépend en outre de la grandeur de la charge atmosphérique et de l'éloignement de l'« élément » inducteur. La tension maximale dépend de l'isolement de l'antenne (tension de disruption des isolateurs, fuites ou effets de couronne). S'il n'y a pas de tubes limiteurs, la tension sur l'antenne peut atteindre plusieurs dizaines de milliers de volts... Ce qui se traduit par des intensités instantanées de crête de l'ordre de 10 à 50 ampères (selon l'impédance totale rencontrée pour l'écoulement). Les tubes limiteurs s'acquittent fort bien de cette tâche.

Pour obtenir une préservation plus complète d'une installation d'amateur, nous conseillons aussi le montage d'un éclateur-limiteur sur chacun des fils de distribution électrique. La protection d'une ligne électrique quelconque est représentée sur la figure 8 ; on utilise deux limiteurs TL 1 et TL 2 dont la tension d'extinction devra être supérieure à la tension présente sur la ligne. Comme sécurité complémentaire, on peut placer aux points F des fusibles en série (type 10 A environ).

Pour permettre le choix parmi les divers types d'éclateurs-limiteurs proposés sur le marché, nous devons maintenant définir leurs caractéristiques :

Tension continue d'amorçage

C'est la valeur de la tension à laquelle l'éclateur s'amorce sous l'influence d'une tension continue croissante (sa variation après décharge dans l'éclateur sert à apprécier le comportement en service).



Tension continue nominale d'amorçage

C'est la valeur retenue par le constructeur pour désigner le type d'éclateur.

Tension de choc d'amorçage

C'est la tension aux bornes de l'éclateur à l'instant de l'amorçage lorsqu'il est sollicité par une tension de choc dont la pente du front est égale à 5 kV/μs; elle caractérise le comportement dynamique de l'éclateur.

Courant de choc nominal de décharge

C'est la valeur de crête du courant de choc ayant un temps de montée de 8 μs et un temps de retombée jusqu'à mi-amplitude du flanc arrière de 20 μs.

A titre documentaire, voici la gamme des éclateurs-limiteurs de tension proposés par la firme Siemens :

– Types miniatures (fig. 9) pour les applications dans lesquelles un faible encombrement est requis (instrumentation, appareils divers). Tensions continues nominales d'amorçage de 90 à 800 V; tensions de choc d'amorçage de 2 kV à 4 kV; courant de choc nominal de décharge = 2 kA; capacité inférieure à 1 pF.

– Types boutons (fig. 10 ; il existe également un modèle avec sortie par fils) pour la protection du réseau ou d'installations équipées de semi-conducteurs. Tensions continues nominales d'amorçage de 90 à 1 000 V; tensions de choc d'amorçage de 1 kV à 4 kV; courant de choc nominal de décharge = 5 kA; capacité inférieure à 2 pF.

– Types « fail-safe » (fig. 11) utilisés où la protection de personnes et d'équipements contre les surtensions est impérative (lignes aériennes de télécommunications, antennes). Tensions continues nominales d'amorçage de 90 à 1 400 V; tensions de choc d'amorçage de 1 kV à 2,5 kV; courant de choc nominal de décharge = 10 kA; capacité de 1,2 à 2 pF.

– Types de forte puissance (fig. 12) pour les applications à prémunir tout particulièrement des surtensions très élevées (en particulier pour la protection des lignes aériennes et des antennes contre l'influence des éclairs). Tensions continues nominales d'amorçage de 90 à 3 000 V; tensions de choc d'amorçage de 900 V à 5 kV; courant de choc nominal de décharge = 20 kA; capacité de 1,2 à 7 pF.

Tous ces éclateurs présentent une résistance d'isolement de l'ordre de $10^{10}\ \Omega$ et un temps de réponse de l'ordre de la nanoseconde.

En France, l'emploi de ces tubes est régi par les conditions particulières d'emploi des radioéléments artificiels dans les tubes électroniques et les tubes à décharge (édition juin 1975) que l'on peut se procurer auprès de la Commission interministérielle des radioéléments artificiels – BP 8 – 91190 Gif-sur-Yvette. L'emploi de ces tubes dans certains appareils n'étant pas autorisé, se renseigner auprès de cet organisme.

Eclateur limiteur « Blitz-Bug »

Pour être complet, nous devons enfin citer le « Blitz-Bug » de la firme Cush Craft qui est un dispositif éclateur coaxial spécialement conçu pour les câbles coaxiaux. Cet éclateur se présente sous l'aspect montré sur la figure 13 ; il se connecte sur un socle SO 239 et le câble (côté antenne) se raccorde par l'intermédiaire d'une fiche PL 259. Ce dispositif est réalisé en cuivre argenté ; il comporte une chambre scellée dans laquelle le conducteur central présente une sorte de renflement en face de trois vis – pointeaux réglables formant ainsi un triple éclateur. La masse du dispositif est munie d'une vis pour la connexion du fil de terre. Ce procédé de protection n'est sans doute pas parfait, mais il facilite l'écoulement à la terre des charges statiques élevées et réduit les risques de destruction à l'intérieur des appareils de radio en cas de coup de foudre proche.

Roger A. RAFFIN

Bibliographie

– Traité d'électricité atmosphérique et tellurique (Presses Universitaires de France).
– Atomistique et Electronique Modernes (tome I) Henry Piraux.
– Comptes rendus des séances de l'Académie des Sciences (tomes 129, 131, 132).
– Revue générale de l'Electricité (tomes 16 et 19).
– Annales des P.T.T. (tomes 16 et 17).
– Memento d'Electrotechnique (tome I) A. Curchod.
– Electrotechnische Zeitschriff (tome 48).
– Documents Norton International Inc.
– Documents Siemens.
– Documents Cush – Craft.

NOUVEAUX CIRCUITS INTEGRES A HAUTES PERFORMANCES

IL s'agit d'un CI proposé par Motorola, le LF 155 et la suite, toute une série de variantes convenant dans diverses applications où il y a lieu de tenir compte de la gamme des températures, de la présentation et de la nature du boîtier. La liste des variantes sera donnée plus loin.

Le LF 155 se caractérise par un faible bruit et utilise des transistors bipolaires et des transistors FET à jonction. Il est plus économique que les circuits hybrides en couches épaisses ou les amplificateurs opérationnels à FET modulaires. Les FET à jonction se nomment des « J FET ».

On donne à la figure 1 le schéma intérieur du LF 155/6/7. Sur ce schéma, on reconnaît aisément les transistors bipolaires comme Q_2 par exemple et les FET comme J_1, J_2, etc.

Q_1 est un transistor à trois collecteurs, du type PNP. Toutes les valeurs des éléments intérieurs sont indiquées sur le schéma. Les terminaisons sont les suivantes :

1 – 5 « zéro offset »,
2 entrée inverseuse,
3 entrée non inverseuse,
7 V_{CC} (+ alim. positive),
6 sortie,
4 V_{EE} (– alim. négative)

Le CI doit être alimenté par deux sources de tension continue, par exemple ± 15 V.

Le + de la source positive est V_{CC} et le – de la source négative est V_{EE}. La masse est au point commun des deux sources montées en série (voir fig. 2).

Les amplificateurs opérationnels à entrées JFET de la série LF 155/6/7 sont particulièrement intéressants dans les applications qui nécessitent une bonne précision, une réponse en fréquence étendue et un faible bruit, comme les

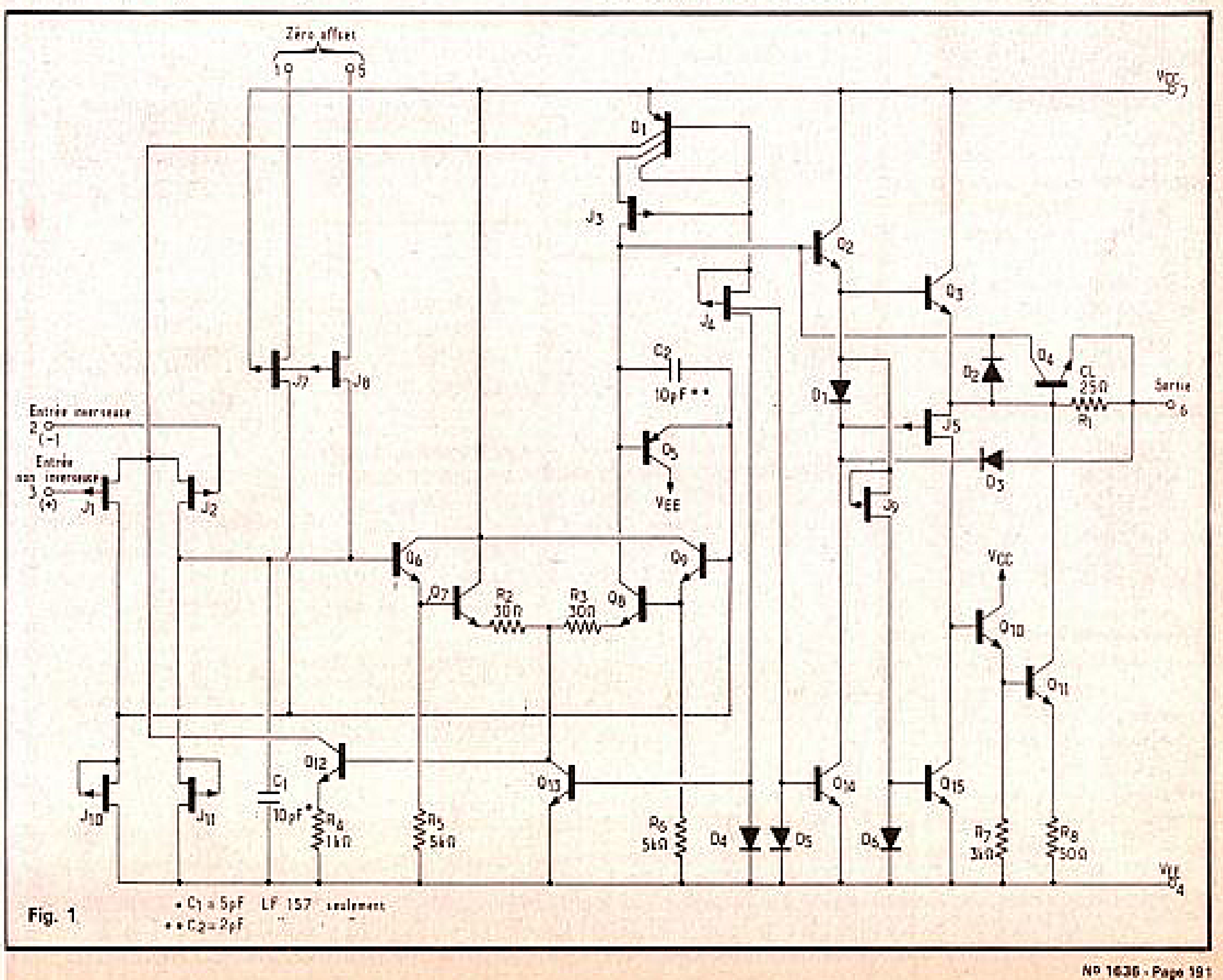


Fig. 1

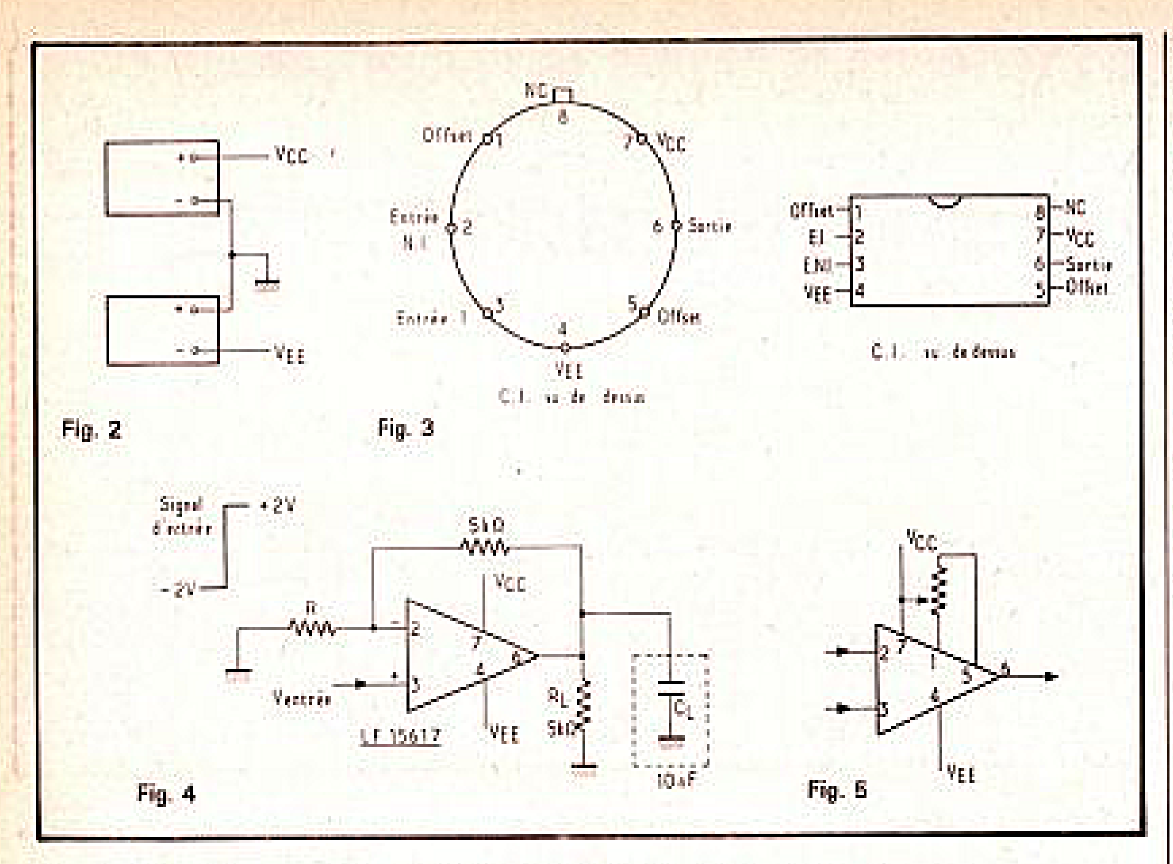


Fig. 2 Fig. 3 Fig. 4 Fig. 5

circuits d'échantillonnage et de maintien, les appareils médicaux, les détecteurs de fumée et les amplificateurs logarithmiques. De plus, en combinant dans un même circuit intégré des JFET et des transistors bipolaires, on a pu obtenir des prix de revient nettement plus bas qu'avec les circuits hybrides.

Cette combinaison offre en outre un certain nombre d'autres avantages. L'emploi de JFET améliore les caractéristiques d'entrée d'un ordre de grandeur par rapport aux amplificateurs classiques (courant de polarisation : 30 pA ; décalage en courant : 3 pA ; décalage en tension : 1 mV ; courant de bruit efficace : 0,01 pA/$\sqrt{Hz}$. Les performances sont améliorées sur le plan de l'impédance d'entrée (1 TΩ), de la réjection du mode commun (100 dB) et du gain en tension en courant continu (106 dB). La présence de transistors bipolaires se traduit par une meilleure stabilité du décalage en tension et l'amplificateur opérationnel ne nécessite qu'une compensation de température de 3 µV/°C. Le fait de régler le décalage en tension à zéro n'affecte ni la dérive thermique ni la réjection du mode commun.

La série LF 155/6/7 offre trois versions différentes : le LF 155 caractérisé par un très faible courant d'alimentation, le LF 156 offrant une largeur de bande accrue et le LF 157 offrant une largeur de bande encore plus grande avec $A_{Vmin} = 5$.

Valeurs typiques

	LF155A	LF156A	LF157A
Temps de stabilisation à 0,01 % (µs)	4,0	1,5	1,5
Vitesse de variation (V/µs)	5,0	12,0	50
Largeur de bande (MHz)	2,5	5,0	20
Bruit d'entrée (nV eff)	20	12	12

Ces trois versions existent en six gammes « militaires », trois gammes « automobile » et neuf gammes « industrie ». Trois types de boîtier sont disponibles : métal (type 601), céramique (type 693) et plastique (type 626).

Les CI proposés sont montés dans des boîtiers cylindriques à 8 fils ou rectangulaires à 8 broches. Dans les deux cas, les numéros des terminaisons sont les mêmes. A la figure 3 on donne les brochages, vus de dessus. En service, on recommande les alimentations suivantes :

V_{CC} + 15 à + 20 V,
V_{EE} – 15 à – 20 V.

Montages particuliers

Charge capacitive

La capacité shuntant R_L est de 10 nF comme indiqué à la figure 4. C_L ne doit pas excéder cette valeur. Le dépassement sera ≤ 20 %.

Entre l'entrée inverseuse (–) et la masse, on trouve R qui est de 5 kΩ pour les LF 155/6 et de 1,25 kΩ pour le type LF 157.

L'alimentation est montée comme indiqué à la figure 2, valable, sauf mention, pour tous les autres montages indiqués ci-après.

Réglage offset

S'effectue à l'aide du potentiomètre de 25 kΩ monté entre les points 1 et 5 comme prévu, le curseur étant relié au 7, V_{CC}, + de l'alimentation positive (voir fig. 5).

Amplificateur à large bande

Le montage de la figure 6 est un amplificateur à large bande, et à sortie de ± 10 V. La tension d'entrée est de ± 1 V et on l'applique au point 2, entrée inverseuse. Le signal de ± 10 V, axé sur la ligne de masse, est obtenu au point 6 de sortie du CI LF 157.

Les deux alimentations seront branchées entre la ligne de masse et les points 7 (+) et 4 (–). L'entrée non inverseuse est à la ligne de masse.

Pour une tension de sortie de ± 10 V, c'est-à-dire 20 V crête à crête, la distorsion sera inférieure à 1 % pour une bande passante de 500 kHz (bande évaluée en puissance). Ce montage est soumis à la contre-réaction, réalisée par la résistance de 10 kΩ montée entre la sortie 6 et l'entrée inverseuse point 2.

Amplificateur non inverseur à gain unité

Son schéma de montage est donné à la figure 7. On peut voir qu'il y a peu de composants extérieurs. On n'a plus mentionné les alimentations qui sont disposées comme celles indiquées précédemment.

Le signal produit par un générateur est appliqué, évidemment, à l'entrée non inverseuse + (point 3 du CI) par l'intermédiaire de R_s. D'autre part, la contre-réaction est appliquée à l'entrée inverseuse 2, par l'intermédiaire de R_2. C et R_1 sont montés entre les deux entrées.

Voici un mode de calcul des composants R_1, R_2, R_s et C. On utilisera les formules pratiques :

$$R_1\ C \geq \frac{1}{2\pi\ 15\ MHz} \quad (1)$$

$$R_1 = \frac{R_2 + R_s}{4} \quad (2)$$

$$f_{-3dB} \simeq 5\ MHz \quad (3)$$

$$A_{Vcontinu} = 1 \quad (4)$$

Ces formules ne donnent lieu à aucune difficulté de cal

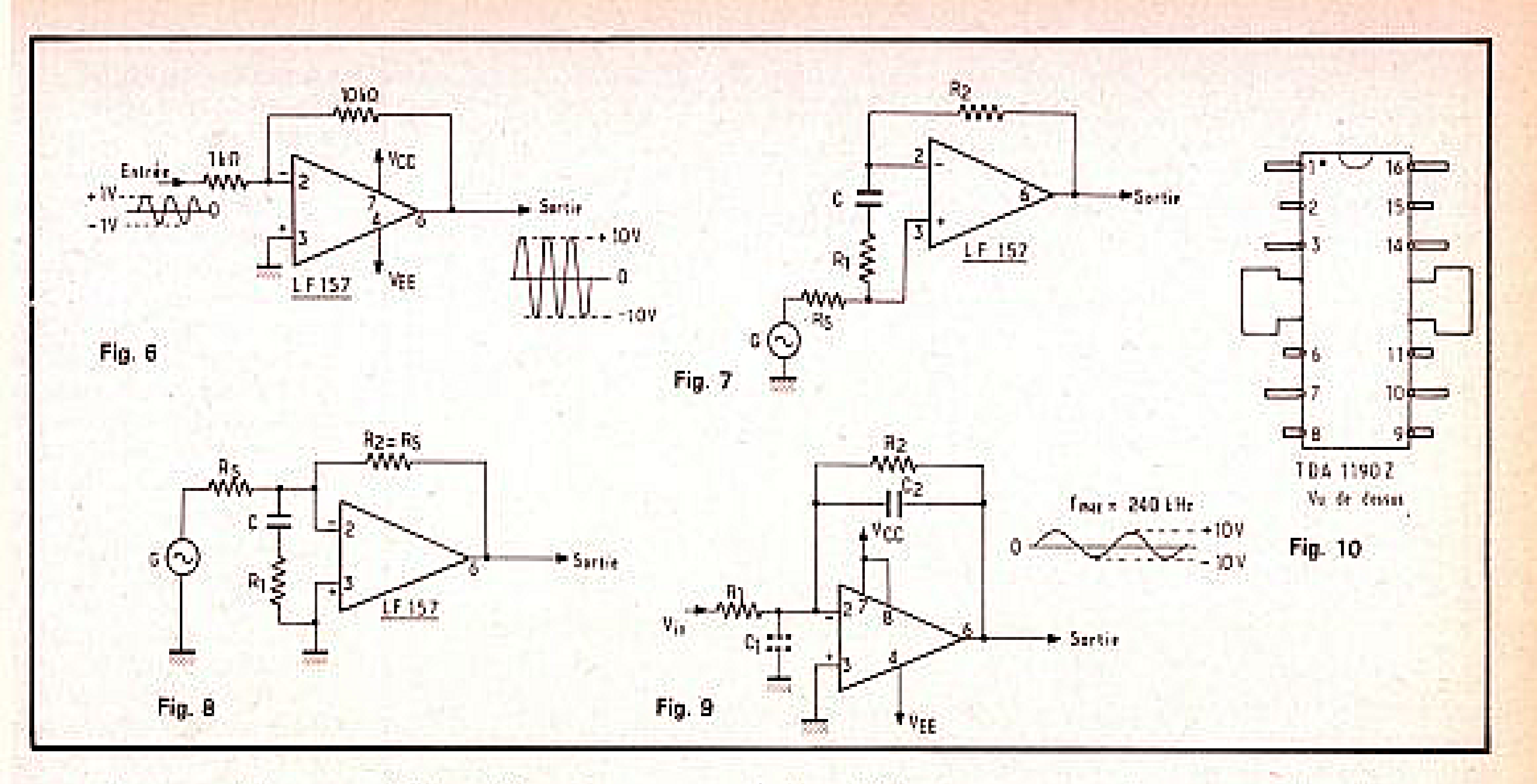


Fig. 6 Fig. 7 Fig. 8 Fig. 9 Fig. 10

cul, sauf la formule (1) qui peut s'écrire, avec le signe « égal » :

$2 \pi R_1 C f = 1$

Si f est donnée en MHz (5 MHz comme précisé), il faut que R_1 soit mesurée en ohms et C en microfarads.

Dans ces conditions

$$R_1 C \geqslant \frac{1}{6{,}28 \,.\, 5}$$

= 0,0318 ohms . microfarads,

ou, évidemment,

$R_1 C \geqslant 0{,}0318\ \mu s$ (5)

En remarquant que dans les relations (1) et (2), ou (5) et (2), figurent quatre inconnues, R_1, R_2, R_s et C. Prenons $R_2 = 10\,000\,\Omega$ et $R_s = 1000\,\Omega$.

L'équation donne

$$R_1 = \frac{11000}{4} = 2750\ \Omega,$$

et de l'équation (5), on tire :

$$C = \frac{0{,}0318}{2750}\ \mu F$$

ce qui donne

$C = 0{,}00001156\ \mu F$
$= 11{,}56$ pF ou $> 11{,}56$ pF.

Le gain de tension A_v est égal à 1 et la fréquence à laquelle le gain de tension est 0,707 fois le gain maximum, est 5 MHz.

A 5 MHz, la tension de sortie est 0,707 fois celle d'entrée. Les tensions d'entrée et de sortie sont en phase.

Amplificateur inverseur à gain unité

On peut le réaliser d'après le schéma de la figure 8. Le CI à adopter est le LF 157.

Ce schéma ressemble au précédent sauf en ce qui concerne les points suivants :

1°) $R_2 = R_s$,

2°) le signal d'entrée est appliqué, par l'intermédiaire de R_s à l'entrée inverseuse, point 2.

Pour le calcul des éléments, utiliser les formules suivantes :

$$R_1 C \geqslant \frac{1}{2 \pi (5\ \text{MHz})} \quad (1)$$

$$R_1 = R_2/4 \quad (2)$$

$$A_{v(continu)} = -1 \quad (3)$$

$$f_{-3dB} = 5\ \text{MHz} \quad (4)$$

Le calcul peut s'effectuer dans l'ordre ci-après. Prenons :

$R_2 = R_s = 10\,000\ \Omega$

De ce fait (2) donne :

$$R_1 = \frac{10000}{2} = 5000\ \Omega,$$

et d'après (1) :

$$C_1 \geqslant \frac{1}{6{,}28 \,.\, 5 \,.\, 5000}$$

ce qui donne :

$C_1 \geqslant 0{,}00000637\ \mu F$,

ou $C_1 \geqslant 6{,}37$ pF

Le gain maximum est – 1, le signe – indiquant l'inversion.

Amplificateur à large bande

L'amplificateur de la figure 9 est analogue à celui de la figure 8 sauf la présence de C_2 shuntant R_2.

Ce condensateur permet de réaliser la compensation de la capacité parasite d'entrée C_1.

La compensation est effectuée si l'on a :

$R_2 C_2 = R_1 C_1$

approximativement.

Prenons $R_2 = 2\ k\Omega$. La valeur mesurée de C_1 étant 3 pF environ, il vient

$2000 \,.\, C_2 = 3\, R_1$

avec R_1 en ohms et C_2 en picofarads. Prenons

$$R_1 = \frac{R_2}{2} = 1000\ \Omega.$$

On a finalement :

$$C_2 = \frac{3000}{2000} = 1{,}5\ \text{pF}$$

Cet amplificateur doit être réalisé avec les CI, LF 155, LF 156 ou LF 157.

La capacité C_2 sera ajustable pour trouver la meilleure valeur. On obtiendra une bande passante (en puissance) de 240 kHz, calculée d'après la formule :

$$f_{max} = \frac{S_r}{2 \pi V_p}$$

dans laquelle S_r est la montée de la tension (en V/µs) et V_p le gain de puissance.

Pour le LF 157A, $S_r = 50$ V/µs pour un gain de tension de 5 fois. La tension est de ± 10 V, soit 20 V crête à crête, avec $f_{max} = 240$ kHz.

Pour plus de détails concernant les CI mentionnés, voir la notice du fabricant, Motorola, Monolythic, JFET Imput Operational amplifiers LF 155 - LF 156 - LF 157, etc. Doc. DS 9449.

CI pour son TV à modulation de fréquence

Généralités

Ce genre de CI est utilisable dans les téléviseurs noir et blanc et dans les téléviseurs couleur, dans les standards et normes dont le son est transmis en FM (modulation de fréquence) ce qui est le cas dans la plupart des émissions mondiales, sauf celles adoptées en France et quelques autres pays où le son est à modulation d'amplitude.

A noter toutefois que le son FM doit être reçu également par les téléviseurs utilisés en France, du type multistandards recevant à la fois les émissions françaises et celles de nos voisins, dans les régions proches des frontières.

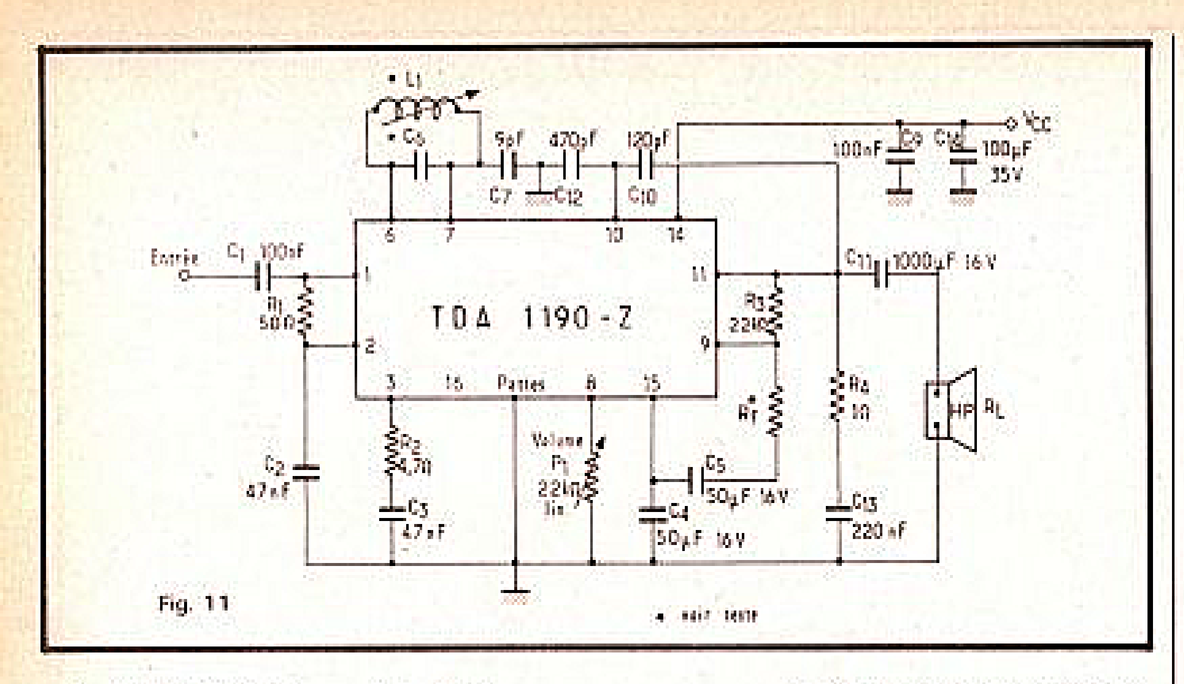


Fig. 11

Le CI TDA 1190 Z proposé par Motorola, possède des avantages nouveaux par rapport aux CI existants, destinés à la même application.

En effet, en plus de la partie FI et détection, ce CI contient aussi la partie BF complète, donnant à la sortie, une puissance de 4 W.

Voici ses principales caractéristiques :

Puissance de sortie 4 W (avec V_{CC} = 24 V, R_L = 16 Ω)
Réglage de volume linéaire
Distorsion harmonique réduite
Sensibilité élevée

En raison de la puissance élevée de sortie, le boîtier, du type rectangulaire, comporte à la place des broches du milieu, deux pattes à souder au dissipateur de chaleur.

Brochage

Voici à la figure 10 le brochage du TDA 1190 Z.

Le format est celui du boîtier à 16 broches. Les broches 4, 5, 12 et 13 sont remplacées par des pattes, à connecter électriquement à la masse.

Voici les branchements à effectuer :

Broche
1 entrée FI
2 découplage
3 découplage
6 déphasage
7 déphasage
8 réglage de volume par continu
9 gain
10 compensation
11 sortie du signal BF
14 alimentation +
15 réjection de ronflement
16 désaccentuateur

Fonctionnement

Ce circuit qui a été spécialement conçu pour les récepteurs de télévision, assure les fonctions d'amplification FI, de filtre passe-bas, de détecteur de préamplificateur son et d'amplificateur de puissance, et de réglage de volume continu.

Le seuil de sensibilité d'entrée est de 40 mV, alors que la distorsion harmonique typique est de 0,75 % pour une puissance de sortie P_o = 50 mW, une fréquence porteuse f_o = 4,5 MHz avec $\Delta f = \pm 75$ kHz, une fréquence de modulation f_m = 400 Hz, une tension d'alimentation de 24 V et un haut-parleur de 16 Ω. Le rapport signal/bruit typique est 65 dB pour un seuil d'entrée supérieur à 1 mV et une tension BF de 4 V. La commande de volume continu assure un affaiblissement de 90 dB.

Le TDA 1190 Z est livré sous boîtier plastique type 722A et peut fonctionner avec une tension d'alimentation comprise entre 9 et 28 V dans la plage de température 0 à 75 °C.

Il est évident qu'aux tensions inférieures à 24 V, la puissance de sortie sera moindre que celle de 4 W. Avec 12 V, la puissance ne sera que de 1,5 W et R_L (haut-parleur) de 8 Ω.

La distorsion sera de 2 % à 1,4 W, mais elle peut être réduite avec la contre-réaction.

La réponse en fréquence est de 70 à 12 000 Hz avec des valeurs des éléments convenables comme celles indiquées plus loin sur les schémas.

Ce CI, conçu aux USA, a été prévu initialement pour une FI de 4,5 MHz, obtenue par le procédé interporteuse.

Dans les montages européens, la FI sera de 5,5 MHz, évidemment.

Schémas pratiques de montage

Voici d'abord à la figure 11, le schéma du montage d'essais et de mesures, très proche du schéma réel de cette partie, montée dans un téléviseur.

Le signal à la FI adoptée, 5,5 MHz, provenant d'un générateur ou du téléviseur, est appliqué à l'entrée 1 – 2, de 50 Ω grâce à R_1.

On connectera les pattes à la masse (– alimentation unique) et le point 14 au + de l'alimentation.

La bobine de détecteur est branchée entre les points 6 et 7. Elle est accordée par C_6.

Pour f = 4,5 MHz, on indique les valeurs suivantes :

L_1 = 10 µH,
Q_o = 60,
C_6 = 120 pF.

Pour passer de 4,5 MHz à 5,5 MHz, dont le rapport est 5,5/4,5 = 1,22, il suffira de diminuer L_1 ou C_6 de $1{,}22^2$ = 1,49 fois.

Soit alors

L_1 = 10 µH
et C_6 = 120/1,49 = 80 pF en
ou L_1 = 6,7 µH
et C_6 = 120 pF.

Pratiquement L_1 sera réglable et on l'accordera sur 5,5 MHz avec la valeur choisie de C_6, 80 pF ou 120 pF ou 100 pF.

Le réglage de gain s'effectue par la variation de P_1 de valeur totale 22 kΩ, linéaire.

A la sortie BF du signal amplifié, point 11, on a disposé un condensateur isolateur C_{11} de 1000 µF, permettant ainsi de brancher le haut-parleur de R_L ohms, dans un circuit mis à la masse, en continu.

Les valeurs de R_L et R_f dépendent de la tension d'alimentation adoptée.

On prendra :

Pour V_{CC} = 24 V,
R_L = 16 Ω et R_f = 47 Ω.
Pour V_{CC} = 12 V,
R_L = 8 Ω et R_f = 82 Ω.

La contre-réaction est établie par R_3 et R_f, entre la sortie point 11 et les points 9 et 15 de l'amplificateur BF. D'autre part, la désaccentuation, qui a pour effet de compenser l'accentuation effectuée à l'émission (gain favorisé aux fréquences élevées) est réalisée par un circuit de constante de temps de 75 µs. Il s'agit du circuit composé de C_8 de 7,5 nF, la résistance R associée étant à l'intérieur du CI. Sa valeur peut être calculée. On a RC_8 = 75 µs. Si C_8 = 7,5 nF, il vient

$$R = \frac{75 \cdot 10^9}{7{,}5 \cdot 10^6} = 10\,000\ \Omega.$$

Il est permis de modifier C_6 pour changer la tonalité si l'on désire, en augmentant ou en diminuant sa valeur.

Au point 15, on trouve aussi les éléments de réjection du ronflement.

Aux points 2 et 3, on trouve les éléments de découplage C_2 de 42 nF et R_2C_3 de 4,7 Ω - 47 nF.

Fig. 12

Voici maintenant à la figure 11 le schéma pratique de montage du CI dans un téléviseur avec son FM. Les éléments ayant été indiqués selon la même nomenclature que ceux de la figure précédente, leurs valeurs ne sont pas mentionnée. C e schéma permet de mieux saisir le fonctionnement de la partie « son », car on a indiqué les éléments intérieurs du CI. On y trouve à l'entrée un filtre céramique équivalent à un bobinage, accordé sur 5,5 MHz.

L'entrée du filtre céramique reçoit le signal du téléviseur prélevé sur la sortie du détecteur vision ou sur la sortie du premier étage VF.

Indications thermiques

La température en fonctionnement normal, T_A doit être comprise entre 0° et + 75 °C. La température de jonction T_j est de 150 °C. On peut tolérer la consommation maximum du circuit intégré à une température ambiante T_A donnée si la condition ci-après est satisfaite.

$$P_D = \frac{T_j - T_A}{R_\theta}$$

Dans cette formule :

P_D = dissipation de puissance utile à une température donnée d'utilisation T_A.

$T_{j(max)}$ = température de jonction maximum, indiquée au tableau des caractéristiques maxima.

T_A = température maximum ambiante désirée pendant le fonctionnement de l'appareil.

R_θ = résistance thermique typique entre la jonction et le milieu ambiant.

Dans le cas présent on a :

R_θ = 60 °C/W
T_A = 0° à 75°
T_j = 150°

Si l'on prend le maximum de T_A, on a :

$$P_D = \frac{150 - 75}{60} = 1{,}25 \text{ W}$$

Courants et tensions

Voici également les courants et les puissances mesurables sur le CI en fonctionnement. Le courant de repos est :

à V_{CC} = 24 V
I_D = 11, 22, 35 mA

à V_{CC} = 12 V
I_D = 11, 19, 35 mA

La première indication est la valeur minimum, la deuxième la valeur typique et la troisième la valeur maximum.

De ce fait, à 24 V, la puissance consommée au repos peut varier, selon les échantillons, entre 11 . 24 = 264 mW et 35 . 24 = 840 mW et à 12 V, 12 . 19 = 228 mW. Les tensions de sortie sont 11 à 13 V à V_{CC} = 24 V et 5,1 à 6,9 à V_{CC} = 12 V. D'autre part la résistance d'entrée (broche 1 à masse) est de 30 kΩ lorsque le signal d'entrée est de 1 mV. De ce fait, la résistance R_1 (voir schémas) détermine la résistance d'entrée du montage récepteur. La capacité d'entrée dans les mêmes conditions est de 5 pF.

Autres amplis du CI

Bien que destiné spécialement comme récepteur de son FM dans les téléviseurs, ce CI doit pouvoir fonctionner également comme récepteur FM en le faisant précéder d'un sélecteur approprié.

Dans ce cas la FI sera de 10,7 MHz.

Ce montage peut être essayé par les expérimentateurs mais pour une réalisation de récepteur radio FM, il est préférable d'adopter un CI spécial qui permettra d'ailleurs de disposer entre le détecteur et la BF, un décodeur afin d'obtenir les deux signaux de canaux stéréo, ce qui ne semble pas possible avec le CI proposé.

A la figure 13 on donne l'aspect du CI TDA 1190 Z.

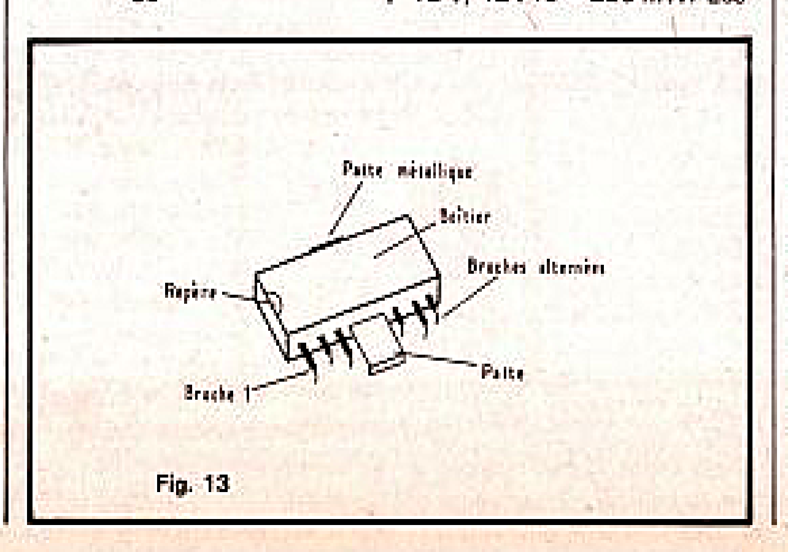


Fig. 13

UTILISATION DU TRANSFORMATEUR STATIQUE

ETUDE ET REALISATION D'ALIMENTATIONS BASSE TENSION A PONT CAPACITIF

POUR passer du réseau alternatif 50 Hz aux basses tensions habituellement utilisées dans les équipements à transistors, on a coutume de redresser – voire de réguler – une tension abaissée par un transformateur.

C'est, disons le tout de suite, la meilleure solution du point de vue isolement vis-à-vis du réseau et pour les problèmes de rendement en puissance.

Toutefois, un transformateur, c'est lourd, c'est généralement gros et cela rayonne un champ de fuite magnétique qui n'est jamais négligeable.

Ce dernier aspect rend l'alimentation par réseau et par transformateur tout à fait impossible dans certaines applications physiques et électroniques.

Une solution de rechange nous est heureusement offerte en utilisant des ponts de capacités, sorte de ponts diviseurs réactifs qui ne consomment pas d'énergie réelle. Il s'agit du transformateur « statique », circuit intéressant par sa légèreté et son absence de rayonnement mais qui soumet, hélas, le châssis ou la masse du montage à l'influence du secteur.

Ceci impose des précautions de branchement car un courant dérivé peut s'écouler sur le sol par l'intermédiaire des condensateurs si on branche une terre ou la main ; outre que la sensation ressentie par le manipulateur risque d'être douloureuse, il est possible de faire déclencher le disjoncteur différentiel du secteur, s'il s'avère trop sensible.

Le montage se justifiera néanmoins chaque fois que l'équipement est isolé de l'extérieur. Citons par exemple, les pendules, les horloges, les chenillards et même les appareils munis de potentiomètres dont l'axe est en plastique. Un récepteur de radio entre dans cette catégorie si la partie métallique de l'axe du CV n'est pas accessible de l'extérieur (penser à la vis du bouton !). La puissance de sortie de ce dernier appareil est, toutefois, limitée à moins de prendre de gros condensateurs lesquels deviennent alors volumineux, puisqu'ils doivent être obligatoirement en papier ou au diélectrique plastique.

En règle générale, les montages que nous préconisons pourront être réservés aux petits équipements autonomes et à faible consommation propre.

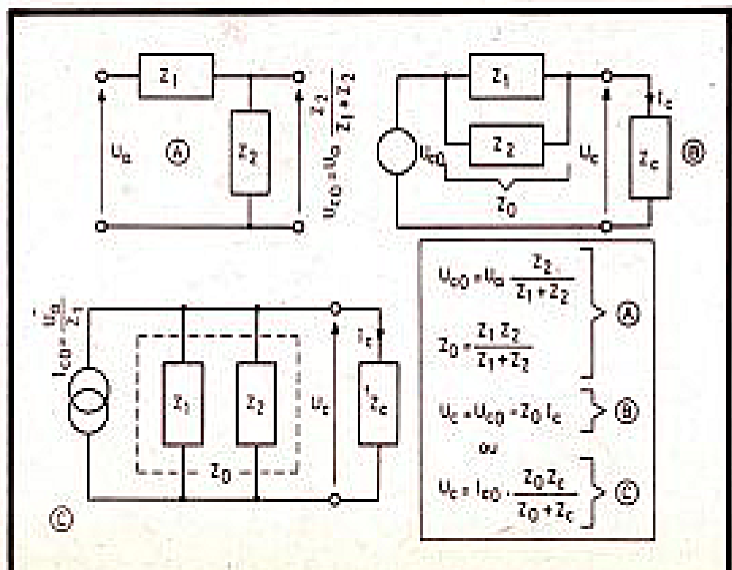


Fig. 1. – Schéma de principe du pont diviseur à impédance (A), son schéma équivalent de Thevenin (B) et celui de Norton (C).

Définition du pont diviseur

Pour passer de U_e à U_c tel que $U_c < U_e$ il faut utiliser un réducteur de tension qui peut être un pont diviseur : voir figure 1A. On a alors, à vide :

$$U_{c0} = U_e \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

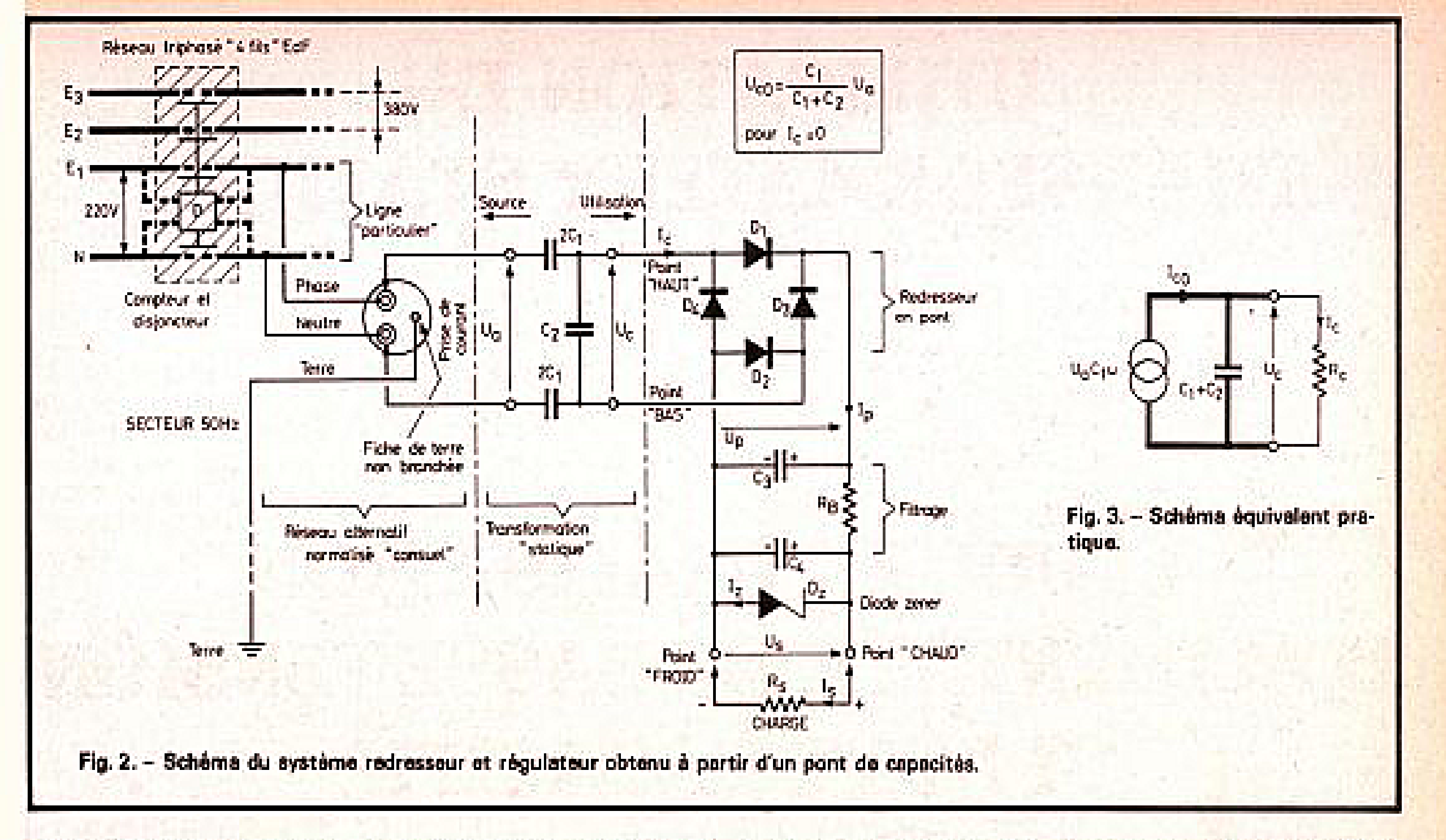


Fig. 2. – Schéma du système redresseur et régulateur obtenu à partir d'un pont de capacités.

Fig. 3. – Schéma équivalent pratique.

Si les impédances évoquées sont des résistances, elles vont dissiper de l'énergie et, outre le fait que cela va chauffer l'environnement – dont l'équipement à alimenter ! – il va falloir employer des résistances bobinées coûteuses et volumineuses.

Si nous utilisons des selfs, nous revenons à l'usage de l'auto-transformateur avec les problèmes de poids et d'induction magnétique que l'on sait.

Il est donc logique de faire appel aux condensateurs et si une énergie réactive est effectivement consommée, elle n'est pas comptabilisée dans les compteurs domestiques tant que ces puissances restent effectivement faibles, c'est-à-dire non décelables à la sous-station électrique !

En exagérant cette consommation, les services de l'E.D.F. pourraient imposer la pose d'un VARmètre, mais il faudrait exiger des ampères, ce qui est hors de question dans nos applications !

Transformateur « statique »

Le circuit doit obéir à deux critères fondamentaux :

a) Il limite la puissance fournie tout en abaissant la tension disponible.

b) Il évite la liaison directe du circuit à une borne du réseau.

Cette dernière précaution minimise les risques d'électrocution propre aux montages « tous courants » classiques. Il est utilisé alors trois condensateurs montés en série comme l'indique la figure 2. On prélève la tension sur C_2 et l'on a :

$$U_{co} = U_a \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

pour $I_c = 0$.

Quand le système débite, U_c décroît régulièrement selon une loi complexe que nous allons démontrer plus loin.

Précautions à prendre vis-à-vis du réseau

Quel que soit le type de réseau alternatif utilisé (monophasé équilibré ou non, triphasé 3 fils sans neutre, triphasé 4 fils avec neutre, etc.), l'utilisation – c'est-à-dire le redresseur – est séparé de ses bornes par les capacités « 2 C_1 ». Il ne faut pas utiliser de mise à la terre et c'est impératif sous peine de déséquilibrer le montage.

Si nous adoptons le cas du réseau « force » classique, à savoir le triphasé 3 x 220/380 V à 3 fils + neutre, il est préférable de placer le neutre du côté du point « bas » (ou « froid ») – s'il existe ! – de l'utilisation.

Quand une « terre » vient accidentellement se connecter sur l'une des bornes de l'utilisation, le courant dérivé n'est limité que par la réactance de capacité « $1/2\, C_1 \omega$ ». Il est évident que le courant i_d dérivé risque d'être important si la terre vient à se brancher sur la ligne E_1 ; on a $i_d = 2j\, U_a\, C_1\, \omega$ et si, par exemple, $C_1 = 0{,}2\ \mu F$, pour $V_a = 220$ V il vient : $i_d = 27{,}6$ mA ; ce courant est souvent suffisant pour déclencher les disjoncteurs différentiels de faible calibre : 5, 10 et même 20 mA. Disons que c'est le cas pour quelques disjoncteurs de matériel électroménager (machine à laver, par exemple) ; cela n'est pas le cas pour les disjoncteurs E.D.F. installés chez les particuliers puisqu'ils sont, en général, réglés pour 600/700 mA.

Il est, toutefois, conseillé de repérer les phases du réseau au moyen d'un testeur à néon : la phase qui n'éclaire pas le néon – c'est-à-dire le neutre – doit donc être branchée de préférence du côté du point « bas » de l'utilisation : voir figure 2.

Choix des valeurs

Quand on observe le schéma du pont diviseur de la figure 2, on constate que l'on emploie, en série avec chaque fil du réseau, une capacité « 2 C_1 ». Tout se passe comme si l'on avait un condensateur équivalent C_1 en série avec C_2.

Si l'on remplace les impédances des formules exposées, figure 1, par les réactances de capacité, nous remarquons que le courant de court-circuit I_{co} est d'autant plus élevé que C_1 est grand lui-même :

$I_{co} = j\, C_1\, \omega\, U_a$

Ce courant se répartit dans la charge Z_c et dans la capacité équivalente « $C_1 + C_2$ » exprimée par Z_o. La charge ne recueille donc qu'une petite partie du courant I_{co} disponible.

Le problème se complique par le fait que Z_c est sensiblement ohmmique alors que Z_o est réactif pur.

En tenant pour acquis le fait que $Z_0 = R_E$, nous aurons le schéma équivalent de la figure 3 : il s'agit d'un circuit « RC » classique dont la théorie est résumée sur la figure 4 ; la courbe plonge, ici, pour :

$R_{c0} \leqslant 1/(C_1 + C_2)\omega$

Par conséquent, si l'on souhaite que la réduction de U_0 à U_{c0} se fasse sans que la charge R_c influe trop sur la tension, on devra s'arranger pour que le courant I_c pris par R_c reste nettement plus faible que I_{c0}.

Ce n'est toutefois pas une obligation car il est parfois difficile de trouver les valeurs de capacité en rapport avec les composants normalisés disponibles ; I_c pourra alors se rapprocher de I_{c0}, sans jamais l'atteindre, bien entendu... U_c sera tiré ensuite du graphique de la figure 3, x étant alors connu.

Redresseur en pont

Description :

Pour redresser U_0 en double alternance, il faut s'affranchir de l'usage d'un transformateur à point milieu. Dans le cas de la figure 2, on utilise 4 diodes montées en pont, suivies d'une cellule de filtrage en π et fournissant une tension continue U_s régulée par la diode zener D_z.

Pour que cette régulation s'opère avec le maximum d'efficacité, on sait que les courants I_2 et I_S doivent être très voisins au repos. On a par conséquent :

$U_p = U_s + R_B\, I_P$

et

$I_p = 2\, I_{S0}$ (valeur constante).

Application :

Dans ces conditions, considérons le cas d'une source de référence « 4 V » qui ne doit pas débiter plus de 1 mA sur une charge extérieure « R_S ».

Pour réguler, on choisit une diode zener type 1 N 4733-4F consommant donc également 1 mA et on aura :

$I_p = 2$ mA

ce courant doit rester sensiblement constant quelles que soient les fluctuations de I_S.

En se fiant aux formules théoriques établies précédemment, nous pouvions estimer la tension nécessaire aux bornes de C_3 :

$U_P = 4 + 2.2,7 = 9,4$ V

si l'on choisit arbitrairement $R_B = 2,7$ kΩ.

En fait, cette valeur a été choisie telle que V_p soit environ double de V_s, condition empirique permettant d'obtenir une régulation convenable avec une diode zéner fonctionnant dans sa zone normale de travail.

Fonctionnement :

Connaissant la tension continue U_0 nécessaire, il faut recourir à la notion de rendement pour obtenir la tension alternative U_{cs} qui précède le redressement en pont.

Pour connaître ce rendement, il faut estimer la valeur équivalente aux résistances des diodes et à celle de la charge R_p.

Le pont se comporte en fait comme deux redresseurs fonctionnant successivement pour chaque alternance du signal et chaque voie comporte deux diodes en série. La tension à leurs bornes s'élève à 2 x 0,63 = 1,26 V pour un courant moyen de 1 mA (1 N 914).

Pourquoi 1 mA, comme courant moyen ? parce que le montage est doubleur d'intensité et que le courant traversant réellement chaque paire de diodes est en fait une suite d'impulsions de forte amplitude mais se répétant toutes les 20 ms (voir figure 5).

Par conséquent, tout se passe comme si l'on avai

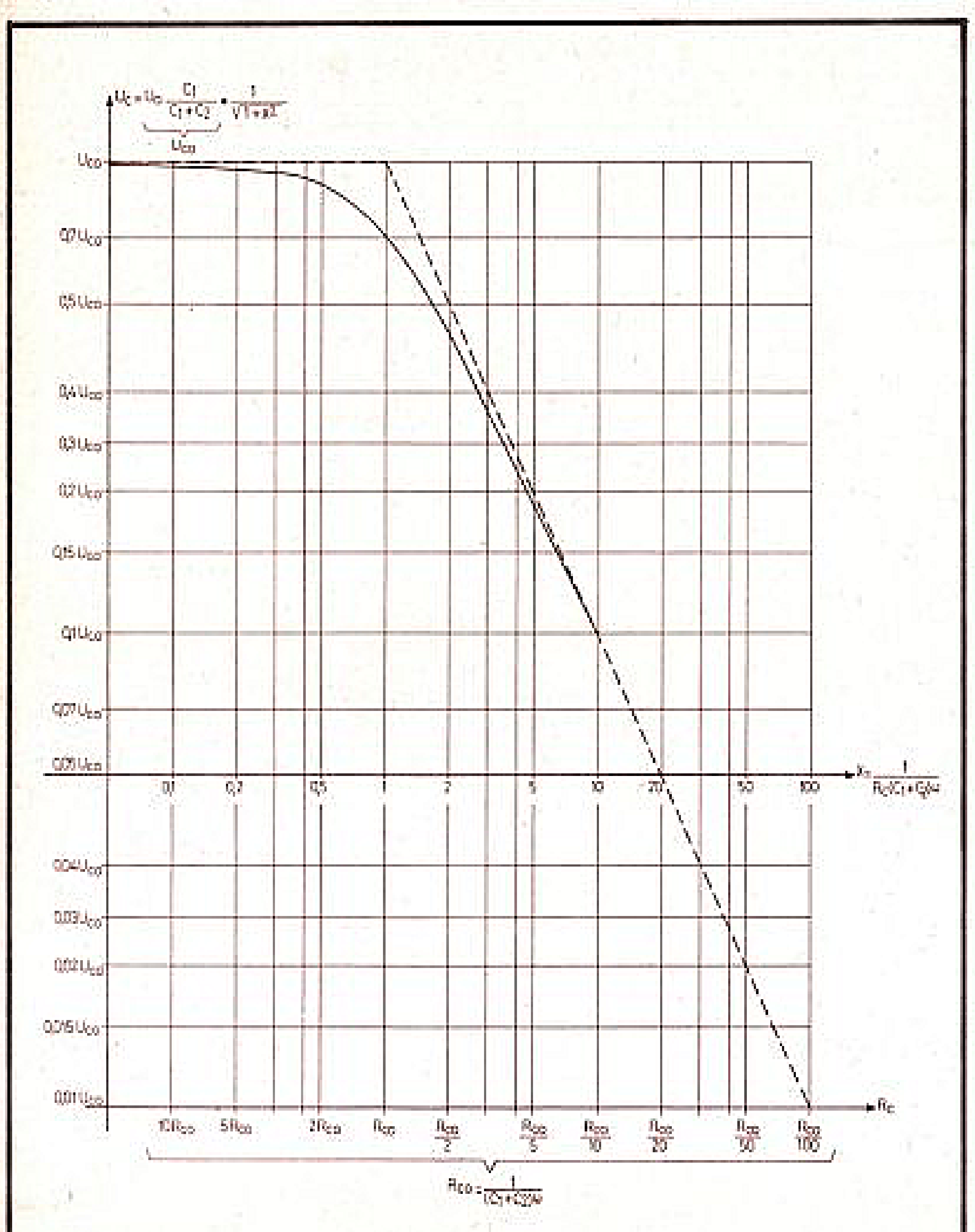


Fig. 4. – Graphique permettant de calculer l'affaiblissement du pont capacitif.

affaire à une résistance de diode égale à :

$$R_d = \frac{\text{chute continue } U_d}{\text{courant moyen } I_{d\,moy}}$$

$$\frac{1,26}{2^{10^{-3}}} = 630\ \Omega$$

Dans cette considération, quelque peu empirique, on assimile et regroupe à la fois les tensions de coude et les résistances internes dynamiques des diodes, phénomènes assez difficiles à maîtriser sur le plan théorie pure. D'autre part, si l'on ramène les impulsions de courant de la figure 4 à un courant moyen, vis-à-vis de ce dernier, les diodes D_1 et D_2 se trouvent en parallèle sur l'autre paire $D_3 + D_4$. Ceci explique que dans l'estimation de R_d, on prenne le courant moyen total de 2 mA.

Pour connaître le rendement on se reporte au graphique de la figure 5 (Cf. Cours de Radioélectricité générale de J. Deman, Editeur Dunod), établi en fonction du rapport

$$\frac{R_p}{R_d}$$

ou, encore, puisque :

$$R_p = \frac{U_d}{I_p} \text{ et } R_d = \frac{U_d}{I_p}$$

$$\frac{U_p}{U_d} = \frac{\text{tension redressée}}{\text{chute aux bornes du redresseur}}$$

$$= \frac{9,4}{1,26} = 7,5$$

Dans cette figure, on obtient le rendement $\eta = 0,665$ et le rapport $\sigma = 0,605$.

Ce dernier facteur nous permet de connaître la tension

$$U_c = \frac{\sigma\sqrt{2}}{U_p} = 9,1 \text{ Veff}$$

La puissance consommée par R_p s'élève à :

$P_p = U_p I_p = 9,4.2\ 10^{-3}$

$= 18,8$ mW.

Si $\eta = 0,665$, nous avons :

$$P_c = \frac{18,8}{0,665} = 28,2 \text{ mV}$$

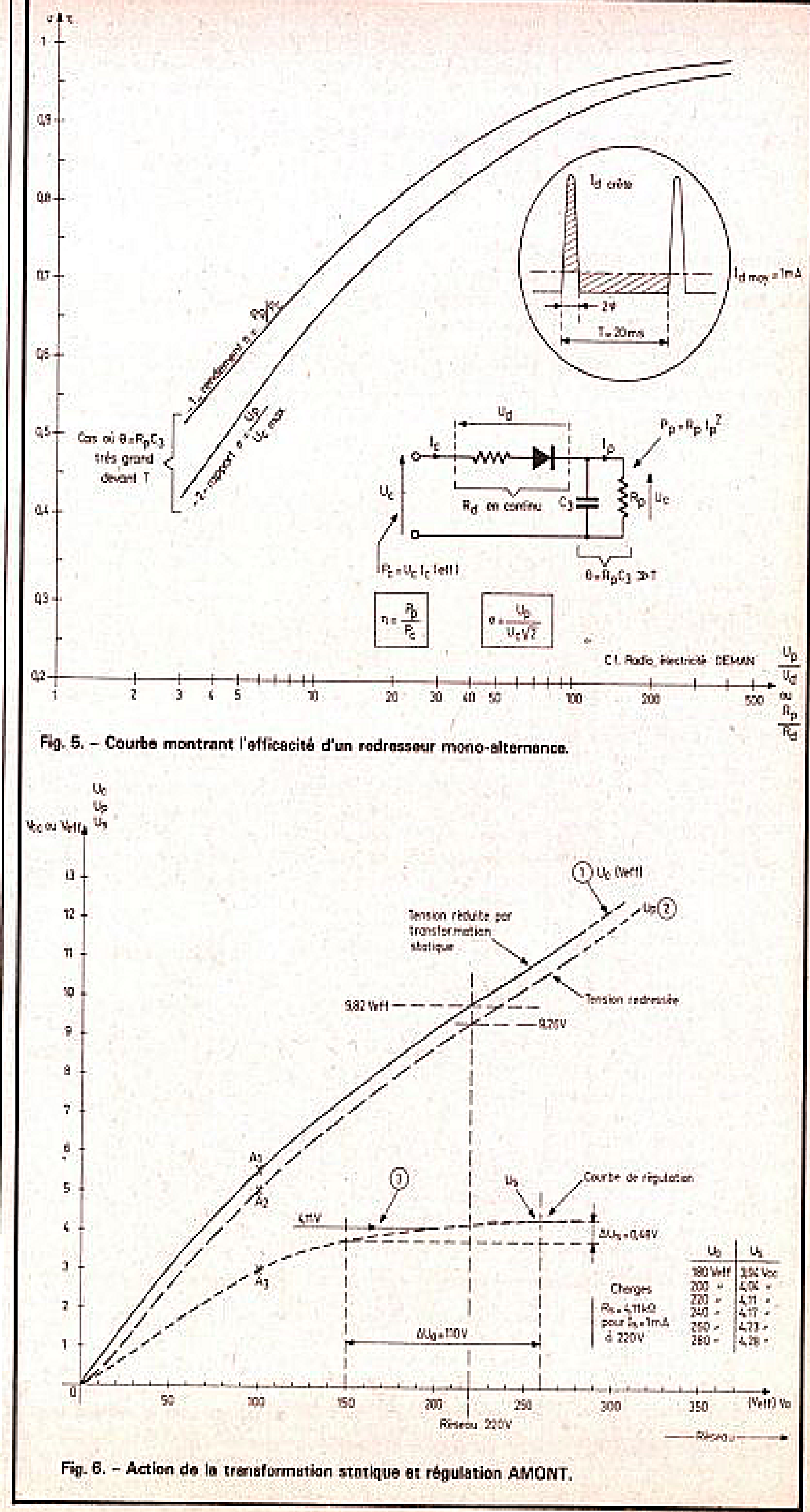


Fig. 5. – Courbe montrant l'efficacité d'un redresseur mono-alternance.

U0	Us
180 Veff	3,94 Vcc
200 "	4,04 "
220 "	4,11 "
240 "	4,17 "
260 "	4,23 "
280 "	4,28 "

Fig. 6. – Action de la transformation statique et régulation AMONT.

ce qui nous permet de calculer l'indispensable résistance apparente :

$$R_c = \frac{U_c^2}{P_c} = \frac{83}{28,2} 10^3$$

$$= 2940\ \Omega$$

Ce mode de calcul n'est valable que si la constante de temps C_3R_p est très grande devant la période du secteur (T = 20 ms).

Au cas où la constante de temps s'approche de la période, les courbes de la figure 5 descendent progressivement pour se limiter à une ordonnée voisine de 0,4. Dans cette éventualité, le calcul est inutile puisque la tension redressée devient trop faible.

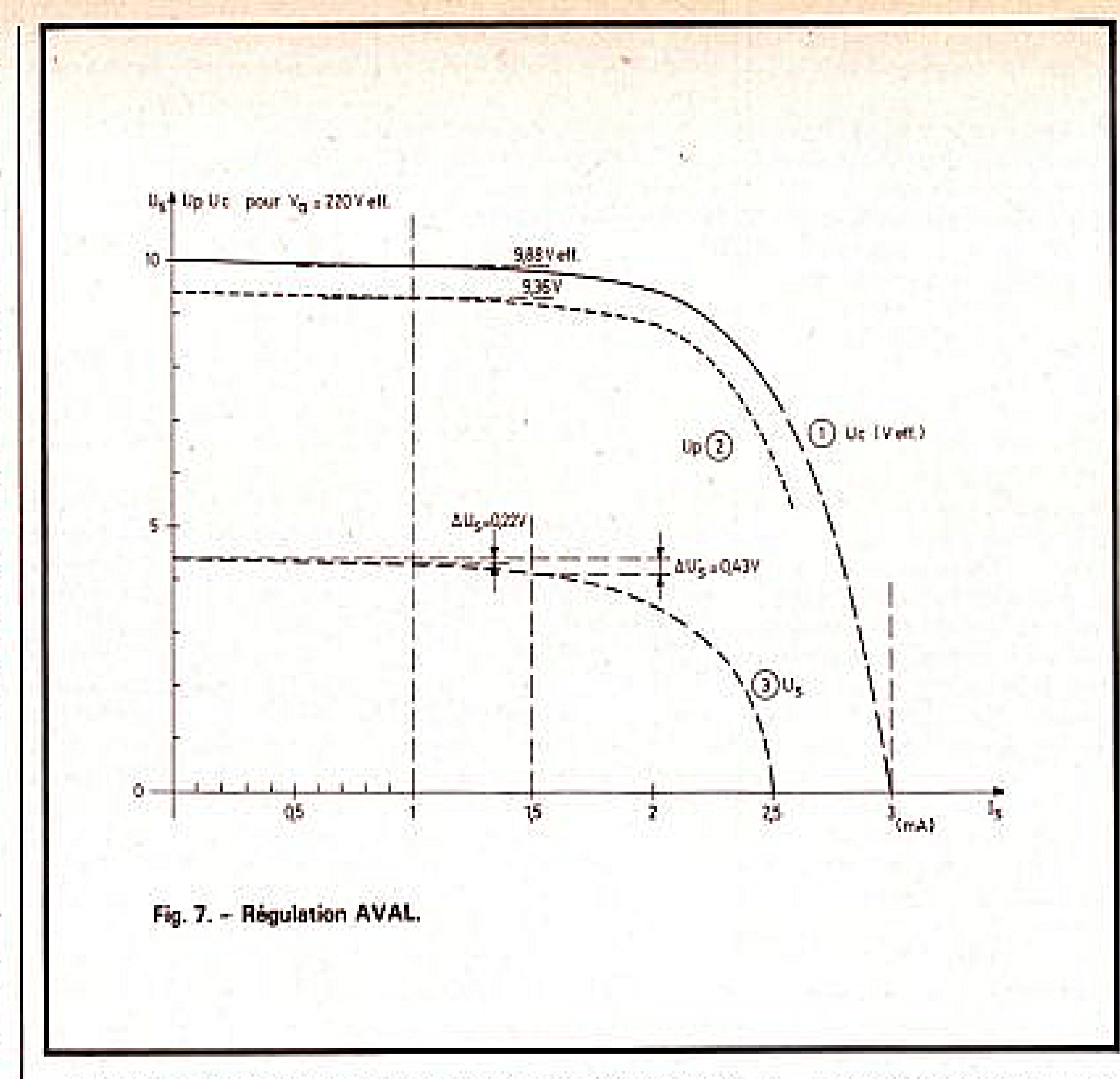


Fig. 7. – Régulation AVAL.

Calcul du pont capacitif

Le pont doit donc fournir U_c = 9,1 Veff sur R_c = 2 940 Ω. En analysant la formule exprimée figure 4, nous voyons la nécessité de se donner une valeur de capacité ou bien la somme $C_1 + C_2$.

On peut également se donner le facteur x et remonter la formule jusqu'à la somme ($C_1 + C_2$).

Certes, il existe un calcul rigoureux mais sa complexité nous rebute : il est digne de la machine à calculer !

En général, on se donne plutôt une valeur de C_1 qui permette d'obtenir un I_{co} sensiblement plus grand que I_c : voir le schéma équivalent, figure 3. Ainsi, C_1 limite automatiquement le courant fourni par le secteur et nous créons ainsi une protection valable du montage, si un court-circuit se pratique sur la sortie continue. Moyennant quoi, plaçons-nous dans ces conditions limites et posons :

$$I_{co} = | C_1\ \omega\ U_s |$$

$$\geqslant \frac{U_c}{R_c} = 3,1\ \text{mA}$$

Il vient, par conséquent :

$$C_{1\,min.} \geqslant \frac{3,1\ 10^{-3}}{2\pi 50\ .\ 220} \simeq 45\ \text{nF}$$

Dans la structure symétrique de la figure 2, on placera donc, en série avec le secteur, deux condensateurs de 0,1 µF (2 C_1). Ensuite, on se reporte au schéma équivalent de la figure 3 dans laquelle on calcule $I_{CO} = jU_s\ C_1\ \omega = j3,46$ mA si C_1 = 0,05 µF.

On a alors :

$$C_1 + C_2 = \sqrt{\frac{I_{co}^2 - I_c^2}{U_c\ \omega}} = 0,53\ \mu F$$

avec I_c = 3,1 mA, ce qui conduit à C_2 = 0,47 µF.

Par curiosité, nous pouvons calculer :

$$x = \frac{1}{2940 . 0,53 10^{-6}\ 2\pi 50} = 2$$

Nous sommes à 0,45 U_{co} sur la courbe de la figure 4, ce qui donne U_c = 9 V. Disons, en résumé, que tout ce qui a été calculé résulte d'un compromis et que d'autres solutions sont parfaitement pensables : il suffit de respecter le rapport

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

qui permette l'obtention de U_c = 9,1 V sur 2940 Ω avec U_s = 220 V. Si ce rapport est modifié, x doit être corrigé et l'on change à la fois de I_{co} et de C_1.

Expérimentation

Considérons le montage de la figure 2 dans lequel on retient les valeurs précédemment calculées :

2 C_1 = 0,1 µF (250 V)
C_2 = 0,47 µF (100 V)
C_3 = 40 µF (40 V)
C_4 = 100 µF (16 V)
R_B = 2,7 kΩ (1/2 W)
D_1 à D_4 = 1 N 914
D_Z = 1 N 4733 (4 F).

La tension d'alimentation provenant d'un alternostat, on peut observer, figure 6, l'action de la transformation statique et celle de la régulation amont.

La courbe 1 donne la loi de variation de la tension U_c en charge sur le redresseur. On constate une variation de pente résultant de l'effet zener de la diode D_Z apparaissant dès le point A.

La tension redressée U_p suit la même variation au rendement de détection près. Le rapport :

$$\sigma = \frac{9,26}{\sqrt{2} . 9,82} = 0,667$$

est très proche de l'estimation théorique (0,605).

La courbe 2 de la figure 5 donne un rapport U_p / U_d = 7,6 ce qui pour U_p = 9,26 V (avec U_s = 220 V) donne U_d = 1,22 V soit 0,61 V pour chaque diode, ce qui est dans les grandeurs possibles pour I_d = 1 mA.

La régulation amont montre, figure 6-3, un résultat assez honorable dans la plage très étendue de variation : 150 V < U_s < 260 V.

Sans débit extérieur – cas d'une source de référence –, la régulation serait nettement meilleure.

Quant à la régulation aval fournie par la courbe 3 de la figure 7, elle précise la zone de limitation de courant qui débute à 1,5 mA mais se concrétise à 2 mA.

La courbe 1 montre l'orientation prise en alternatif par la chute : on trouve environ $I_{Scène}$ = 3 mA.

Sans vérifier le calcul théorique puisqu'il s'agit ici d'un courant continu de sortie, un rapport certain apparaît avec I_{co} que fournit C_1 en série avec U_s. Une limitation de courant donc une protection existe bien grâce à ce composant.

Réalisation (exemple)

Nous ne ferons pas l'injure de proposer aux lecteurs un montage type. Il n'en existe pas, le but de cet article étant de placer une alimentation là où est prévue généralement une pile.

L'important est ailleurs : dans la théorie, puisqu'elle permet de résoudre par un calcul judicieux son problème particulier.

Pour cette raison, ne connaissant pas les dimensions du réceptacle où va se placer la maquette, il n'est guère facile de conseiller une présentation plutôt qu'une autre.

Par contre, il semble préférable de choisir un circuit imprimé en long chaque fois que le système prend la place d'une ou plusieurs piles de 1,5 ou de 3 V : voir l'exemple à circuit véroboard de la figure 8. Il fait L = 62 mm, l = 28 mm et h = 17 mm, ce qui correspond sensiblement à l'encombrement d'une pile « torche » de 1,5 V mais la maquette fournit 4 V.

La diode zener peut alors s'adapter à la situation et le choix doit se faire sur les multiples catalogues de transistors et diodes, fournis par les constructeurs.

On retiendra les diodes zener de faible consommation ou de faible puissance. La maquette de la figure 8 utilise du veroboard au pas de 3,81 mm dont nous donnons, figure 9, le plan de coupure des bandes et leur câblage. Ce matériel de récupération peut être remplacé par un circuit au pas standard de 2,54 mm et l'on ne devrait rencontrer aucune difficulté pour faire l'adaptation de 3 bandes pour 2 bandes.

Cas d'une alimentation 2 x 15 V – 20 mA

Présentation :

Dans bon nombre d'application, on doit alimenter des micro-circuits en ± 15 V, symétrique par rapport à un pôle commun.

Ce dernier aspect nous impose un double circuit déplié par rapport à un point milieu que nous pouvons obtenir en dédoublant la capacité C_2.

On aboutit au schéma de la figure 10. Nous insistons sur le fait que le système ne doit pas avoir un accès extérieur où la main puisse se poser. Il n'existe plus en France, un seul réseau monophasé équilibré c'est-à-dire sans retour à la terre et des risques d'électrocution sont toujours possibles, si l'on se retrouve soi-même à la terre. Notons que ce conseil est valable pour tous les équipements du type « tous courants », système encore utilisé dans les téléviseurs bon marché provenant d'Outre Rhin ou du Bénélux. N'épiloguons pas sur cette dangereuse coutume !

Calcul des éléments

Le montage de la figure 10 fait appel à des diodes zener de 15 V et dont le courant maximal peut atteindre 40 à 50 mA. Nous choisissons des composants Intermétal ITT ZY 15 de 1,3 W. Nous remarquerons que leur branchement est inversé puisque les tensions fournies s'opposent par rapport à la référence 0.

Le redressement s'effectue à « double alternance » mais n'utilise que deux diodes. L'indispensable point milieu est obtenu au moyen de deux condensateurs égaux représentant C_2.

Dans le cas où le courant de sortie doit atteindre 20 mA, il faut admettre que D_{Z1} et D_{Z2} en consomment autant.

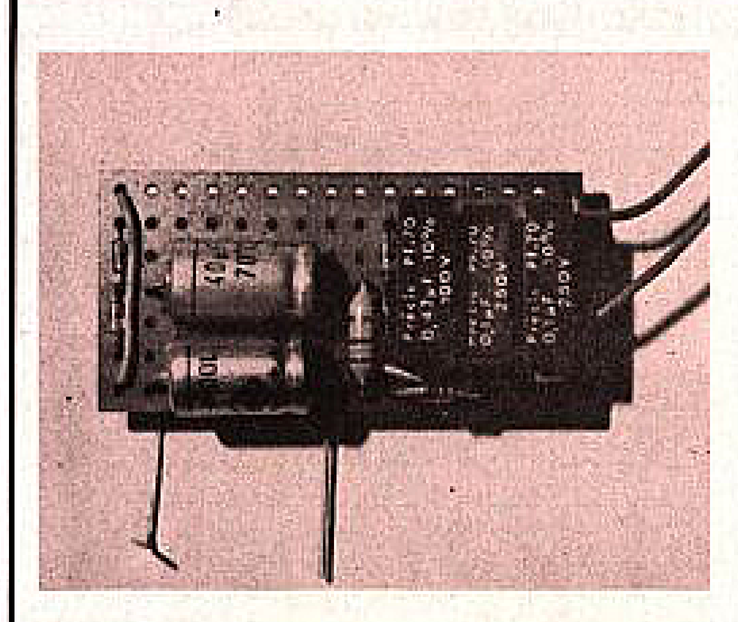


Fig. 8.

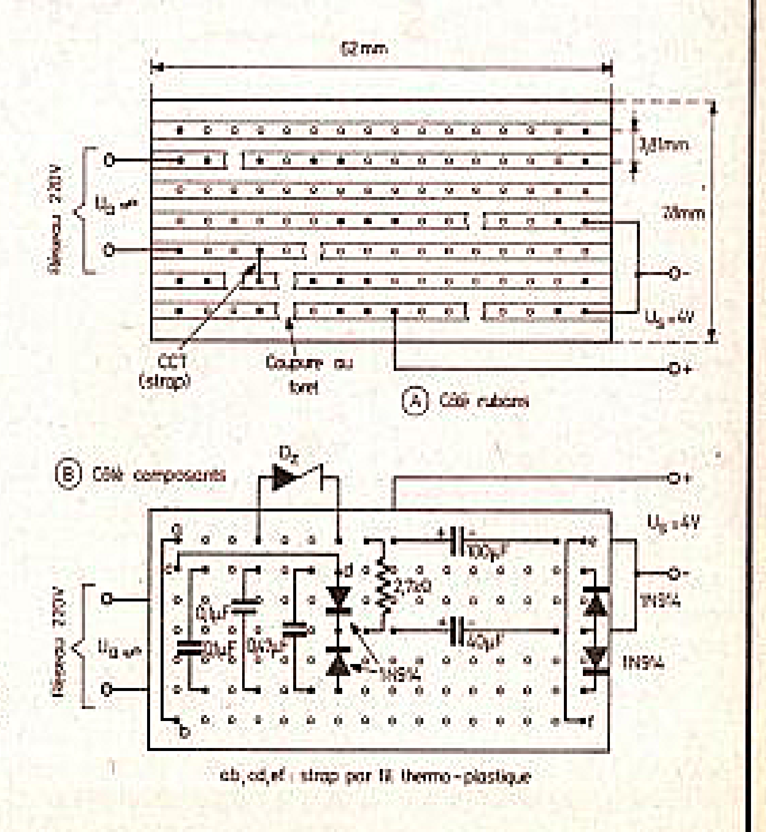


Fig. 9. – Plan de coupure des rubans cuivrés (bandes imprimées) et montage des composants. La grille est au pas de 3,81 mm et comporte 16 x 7 trous.

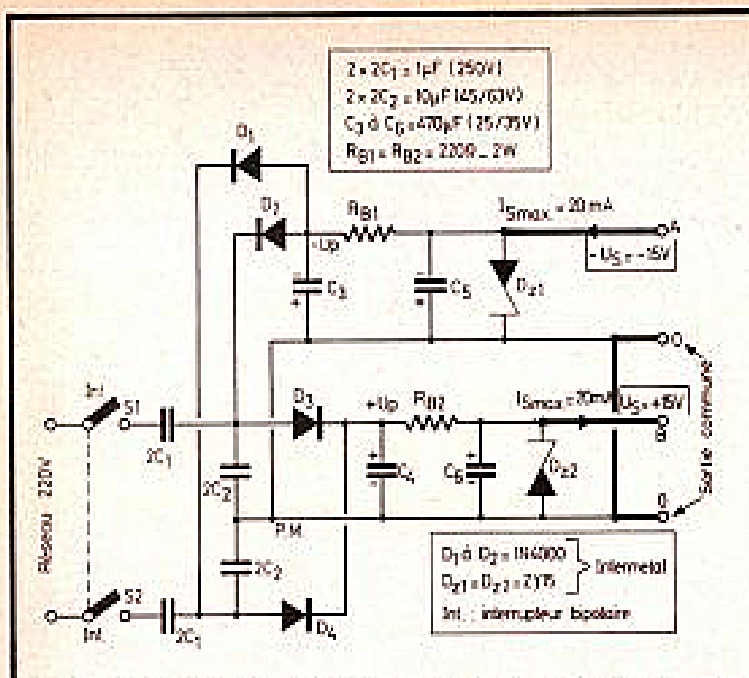


Fig. 10. – Exemple de montage redresseur et régulateur ± 115 V – 20 mA alimenté à partir d'un pont de capacité.

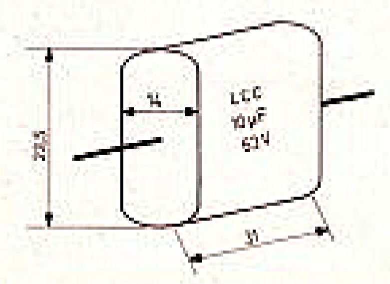
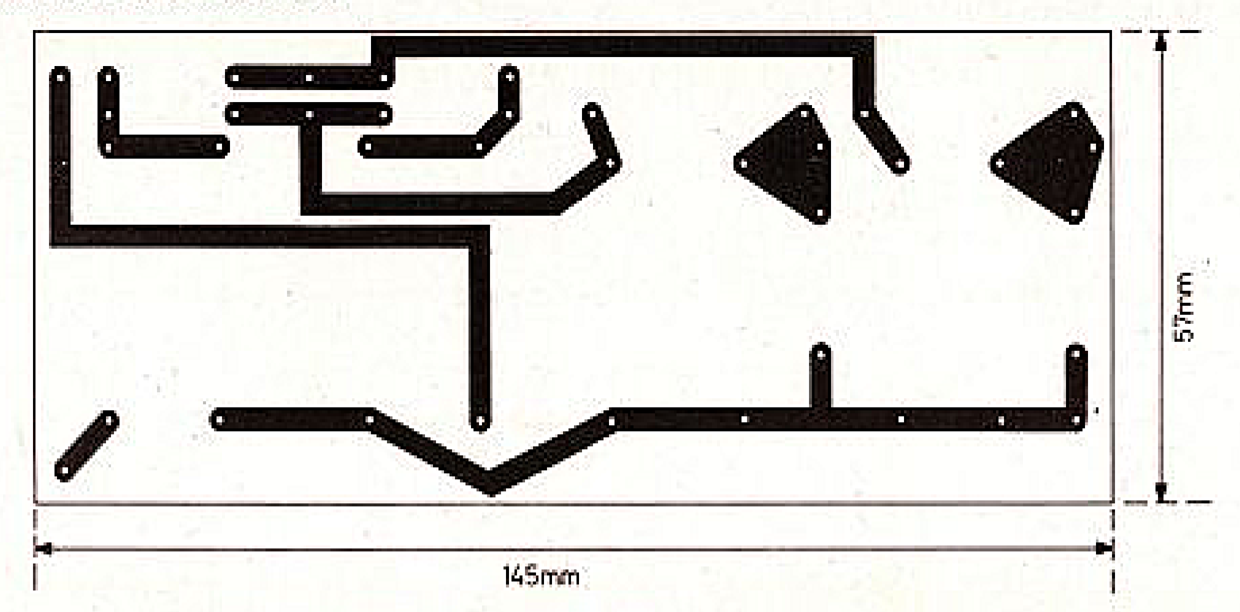
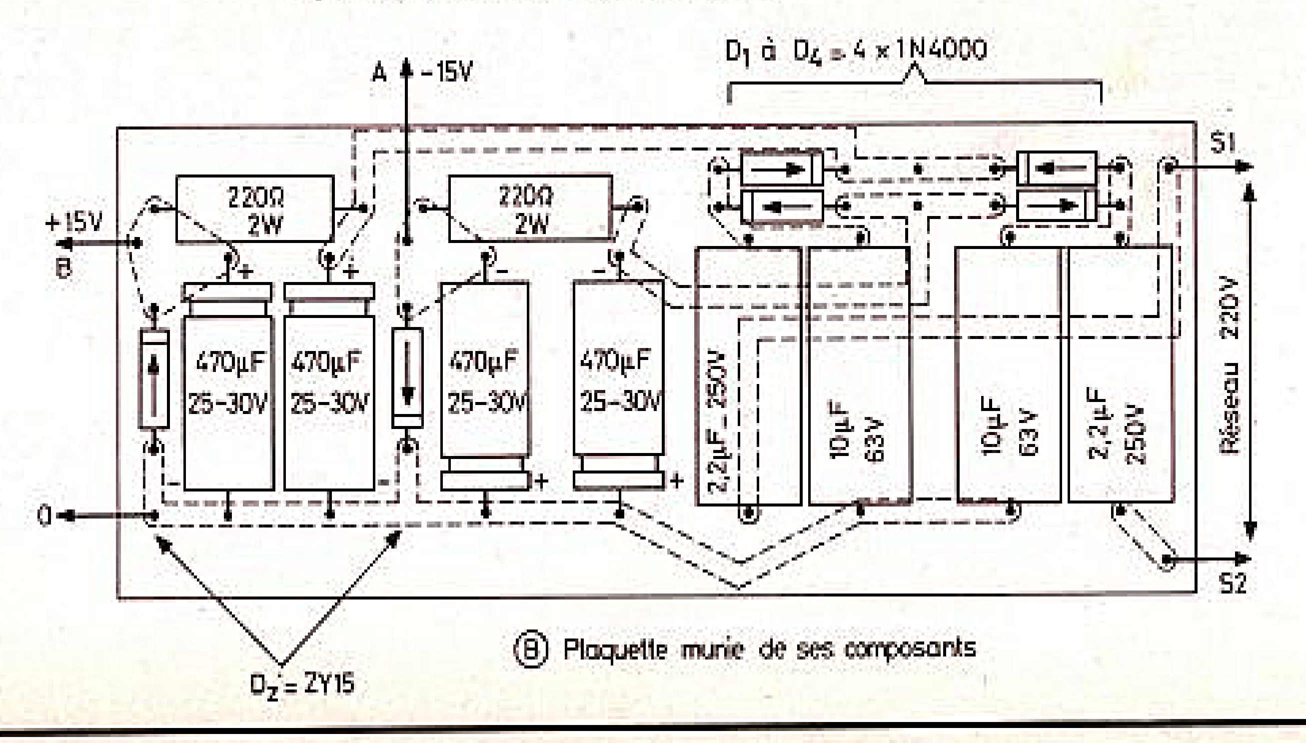


Fig. 11. – Exemple de circuits imprimés pour l'alimentation 2 x 15 V symétrique par rapport à 0 V.



Ⓐ Circuit imprimé côté "bandes cuivrées"



Ⓑ Plaquette munie de ses composants

R_{B1} et R_{B2} peuvent chuter P_{max}/I_{pmax} soit par exemple 25 V pour des résistances de 1 W avec $I_p = 40$ mA. Il est préférable de réduire la chute car ces résistances au carbone n'apprécient pas de chauffer. Par ailleurs, si l'on élève trop la tension aux bornes de C_3 et de C_4, les condensateurs électrochimiques vont devenir par trop volumineux. On aboutit donc au compromis tel que $U_p = 23$ V ce qui fait :

$$R_{B1} = R_{B2} = \frac{23 - 15}{40}$$

= 220 Ω (2 W) valeur normalisée).

Avec $U_P = 23$ V et $I_p = 40$ mA,

$$R_p = \frac{23}{40 \cdot 10^{-3}} = 575\ \Omega$$

Cette valeur est assez faible et les condensateurs C_3 et C_4 doivent être assez élevés. Pour satisfaire la condition $\tau = 200$ ms, on aura :

$$C_3 = C_4 \geqslant \frac{200.10^{-3}}{575} \# 350\ \mu F$$

On prendra $C_3 = C_4 = 470\ \mu F$ (25/30 V). On choisira des valeurs identiques pour C_5 et C_6.

Chaque diode est parcourue par un courant moyen de 20 mA (il s'agit, ici, d'un montage doubleur d'intensité à 2 diodes et à point milieu capacitif) ; avec $D_1 = D_4 = 1$ N 4000 (Intermétal ITT) nous avons $U_d = 0,7$ V pour $I_d = 20$ mA. Le rapport σ est donc assez élevé.

Avec $\frac{U_P}{U_d} = \frac{23}{0,7} = 32$

a figure 5 nous donne = 0,81 ce qui fait :

$$U_c = \frac{23}{2 \cdot 0,81} = 20 \text{ Veff}$$

Par ailleurs, $P_p = 23 \times 40.10^{-3} = 0,92$ W. La igure 5 nous donne le rendement $\sigma = 0,86$ soit $P_c = 1,07$ W.

Par conséquent,

$$= \frac{P_c}{U_C} = \frac{1,07}{20} = 53,5 \text{ mA}$$

Nous choisirons un courant limite I_{co} sensiblement supérieur ce qui déterminera un condensateur C_1 minimum.

Soit, par exemple, $I_{co} = 66$ mA, nous aurons :

$$C_1 = \frac{66 \cdot 10^{-3}}{220,2\pi.50} = 1\ \mu F$$

D'où $2\ C_1 = 2\ \mu F$ ou $2,2\ \mu F$ en série avec chaque borne du secteur.

Nous avons démontré plus haut que :

$$C_1 + C_2 = \sqrt{\frac{I_{co}^2 - I_c^2}{U_C\ \omega}}$$

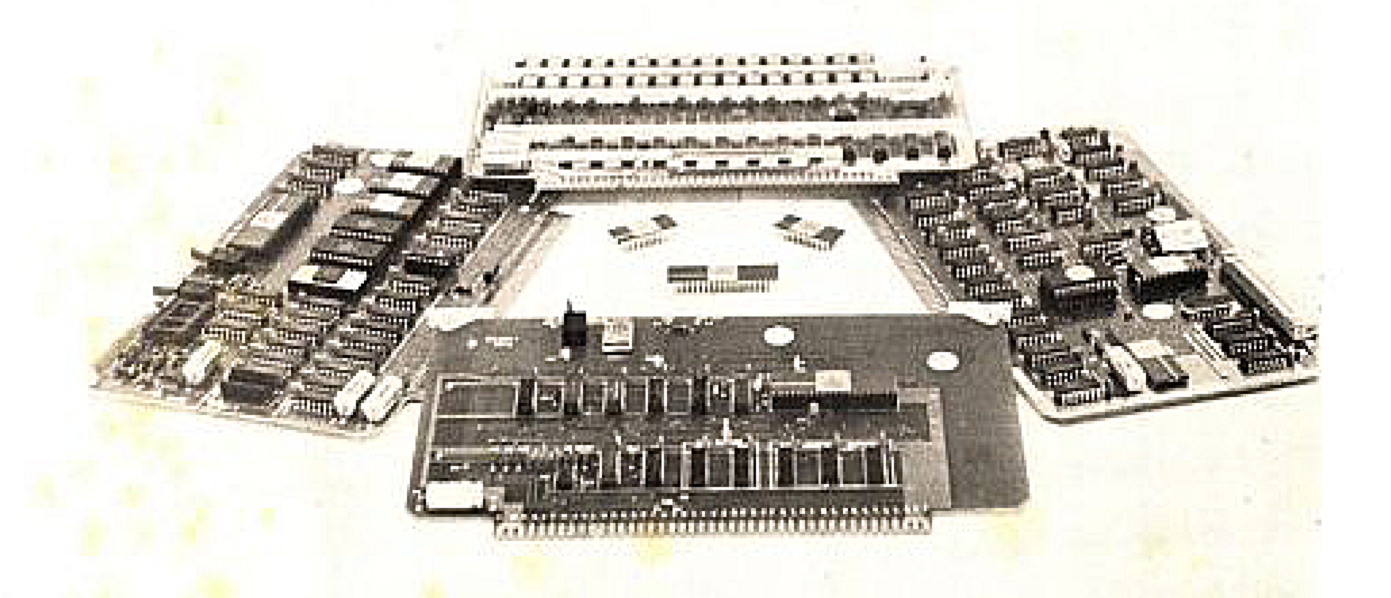
L'application donne $C_1 + C_2 = 6\ \mu F$ soit $C_2 = 5\ \mu F$. Comme on double cette valeur pour pratiquer un point milieu, on placera deux condensateurs de 10 µF en série (2 C_2) ; leur isolement peut se limiter à 25 ou 30 V mais il est évident que leur technologie doit faire appel au papier ou au film plastique ; **les versions électrochimiques sont évidemment interdites.** On peut obtenir 10 µF en plaçant plusieurs condensateurs de valeur plus faible en parallèle (par exemple 2 x 4,7 µF). Il est évident que la réalisation d'une telle alimentation demande un encombrement voisin de celui employant un transformateur. Le seul avantage réside dans l'éventuelle souplesse de réglage de la tension alternative U_C et dans l'absence d'induction magnétique propre aux transformateurs et aux selfs.

Comme exemple de réalisation, nous préconisons le circuit imprimé de la figure 11. Nous arrivons, en dimensions, à 145 x 57 x 25 mm, ce qui entre dans l'encombrement d'un boîtier de piles contenant deux jeux de 5 piles de 3 V.

Le circuit proposé fait appel à des condensateurs de marque LCC. Il est évident que des composants différents entraîneraient une adaptation du tracé.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE

Initiez-vous aux microprocesseurs



en réalisant un mini ordinateur domestique

APRÈS bien des étapes que plusieurs d'entre vous ont jugées un peu longues quoiqu'utiles, nous voici arrivés à l'article tant attendu de la mise en service. Cependant, et compte tenu de ce que nous avons indiqué le mois dernier à propos de la ROM J.BUG, il nous faut réaliser un petit circuit imprimé au tracé simple quoique assez fin ; circuit destiné à supporter la mémoire de remplacement de J.BUG et ses composants connexes. Comme nous serons lancés, nous réaliserons aussi le circuit imprimé de RESET manuel, bien utile lorsque l'on fait ses premiers programmes dont le résultat n'est pas toujours celui escompté. Assez bavardé, passons à l'ouvrage.

Le support de J.BUG bis

La mémoire que nous utilisons pour remplacer J.BUG est une mémoire programmable électriquement et effaçable aux rayons ultraviolets. Le fait qu'elle soit effaçable n'était pas primordial dans ce cas, mais le problème était le suivant :

– il fallait une mémoire facilement programmable par l'auteur de ces lignes,
– il fallait une capacité de 1 k-mots de 8 bits,
– il fallait un temps d'accès inférieur à 450 ns,
– il fallait une mémoire aisément disponible et à un prix relativement bas.

Cette mémoire existe et nous avons indiqué le mois dernier ses diverses références selon le fabricant ; dans la suite du texte nous la baptiserons 2708. Cette 2708 a cependant deux inconvénients :

– Son brochage est totalement différent de celui de J.BUG, ce qui est normal puisque le brochage de J.BUG est unique au monde (mais oui !) ; de plus, cette mémoire ne possède qu'un seul CS (chip select) contre quatre pour J.BUG : il faut donc prévoir un circuit de décodage d'adresse supplémentaire qui est monté sur le petit CI dont nous avons parlé.
– Il faut trois alimentations à cette mémoire : + 5 V, + 12 V et – 5 V, ce qui nous contraint à monter les alimentations symétriques + et – 12 V et à installer sur notre petit CI un ensemble résistance, zener et chimique pour amener le – 12 V à – 5 V.

Une remarque s'impose à ce sujet pour répondre par anticipation à certains lecteurs ; il existe une version de la 2708 qui ne demande qu'une alimentation 5 V unique (c'est la 2758), cependant elle est plus rare parce que plus récente et beaucoup plus chère ; de plus, l'auteur de cet article n'est pas en mesure de la programmer ; avis aux amateurs !!

Une autre remarque s'impose, cette 2708 étant effaçable aux ultraviolets, la « puce » de silicium se trouve sous une fenêtre en quartz : c'est très joli à regarder mais une fois que la mémoire est programmée il faut maintenir sur cette fenêtre un morceau

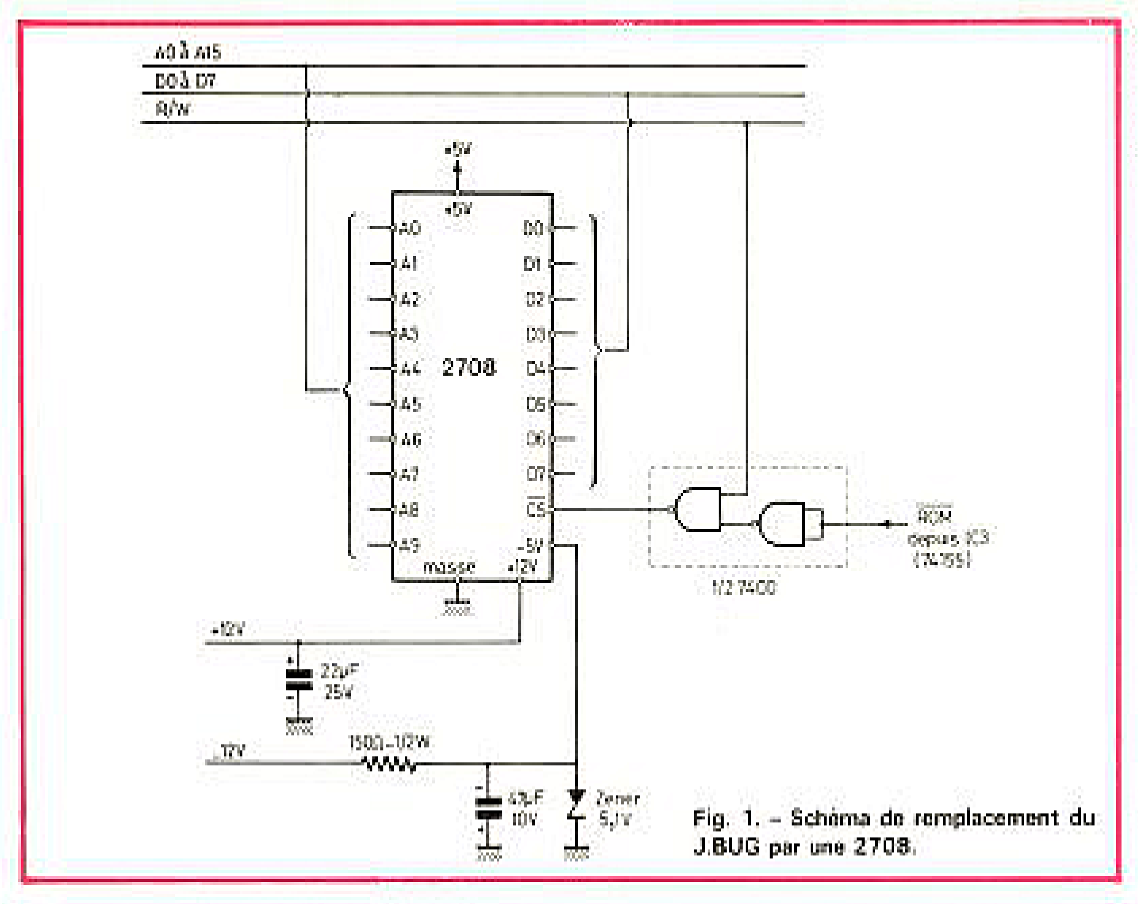


Fig. 1. – Schéma de remplacement du J.BUG par une 2708.

de ruban adhésif sinon le soleil, les néons et autres sources d'UV auront tôt fait d'effacer, ou tout au moins de dégrader, l'information contenue dans la mémoire.

Compte tenu des remarques précédentes, le schéma d'utilisation de la 2708 est indiqué figure 1. Les signaux appliqués sur le 7400 sont ceux que l'on peut voir sur la figure 8 page 210, du n° 1632 ; l'ensemble de la figure 1 se substituant d'ailleurs au boîtier marqué ROM sur cette même figure 8.

Attention ! La consommation de la 2708 impose une résistance de 1/2 W minimum sur le – 12 V et il est prudent d'utiliser une zener de 1 W. Le circuit imprimé (double face étant donné le nombre et le peu de place laissée aux connexions) est visible à l'échelle 1 figures 2 et 3.

Comme pour tous les CI de cette série d'articles il peut lui aussi être réalisé par une firme spécialisée. Le plan d'implantation est visible figure 4 et se passe de commentaires.

Nous avons monté la 2708 et le 7400 sur supports. Il nous faut, par contre, vous donner quelques explications quant à l'enfichage de ce CI sur le support prévu initialement pour J.BUG. Pour réaliser des pattes rigides à notre CI, nous avons enfoncé dans la partie centrale libre, mais percée pour un support standard 24 pattes, un support 24 pattes justement, mais un modèle à wrapper (c'est impératif car c'est le seul type à avoir de longues pattes à section carrée très rigide). Ce support est enfoncé de façon à ce que ses pattes dépassent d'à peu près 1 cm du côté cuivre du CI. Toutes celles-ci sont alors soudées soigneusement recto et verso du CI, puis la partie support proprement dite est éliminée en coupant les pattes côté composants. Cette petite explication et les photos devraient vous permettre de mener à bien ce petit travail.

Une fois que c'est terminé, s'assurer du bon positionnement des pattes et enficher le

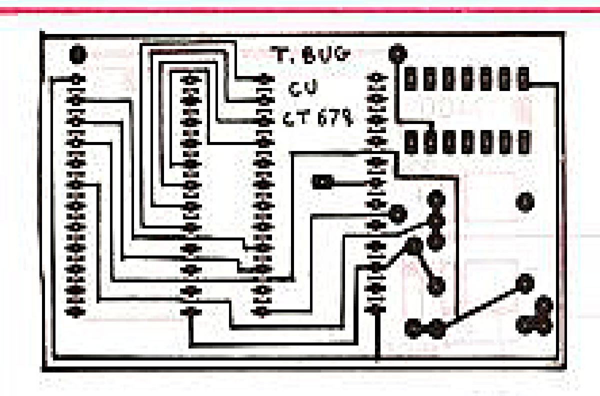
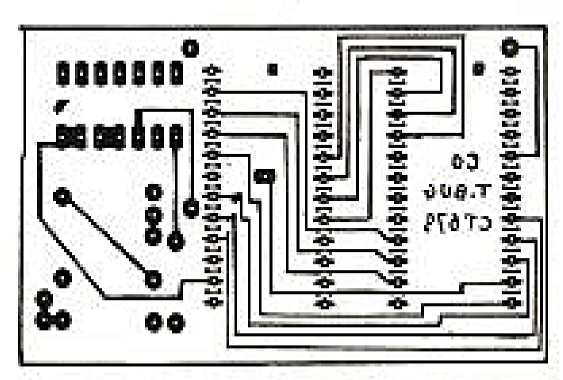


Fig. 2. – Dessin du CI support de la 2708. Echelle 1. Côté cuivre. (Dessin Facim).


Fig. 3. – Dessin du CI support de 2708. Côté composants. Echelle 1. (Dessin Facim).

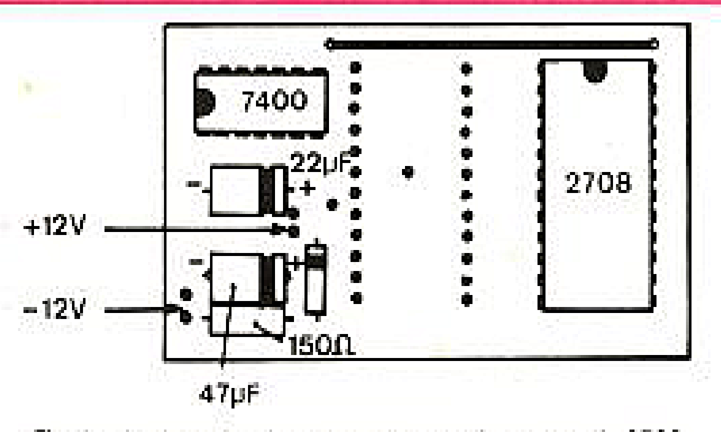


Fig. 4. – Implantation des composants sur le support de 2708.

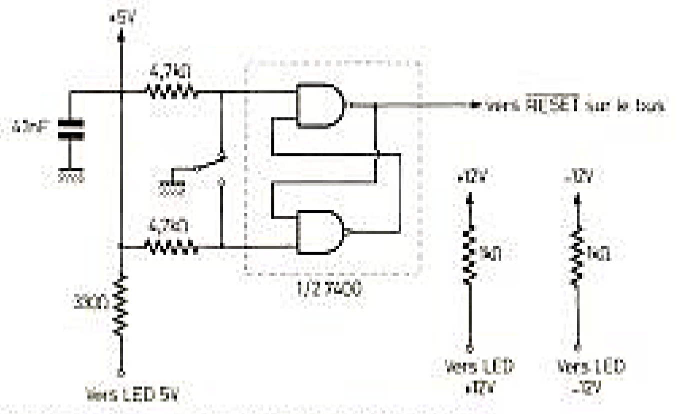


Fig. 5. – Schéma du circuit de RESET manuel.

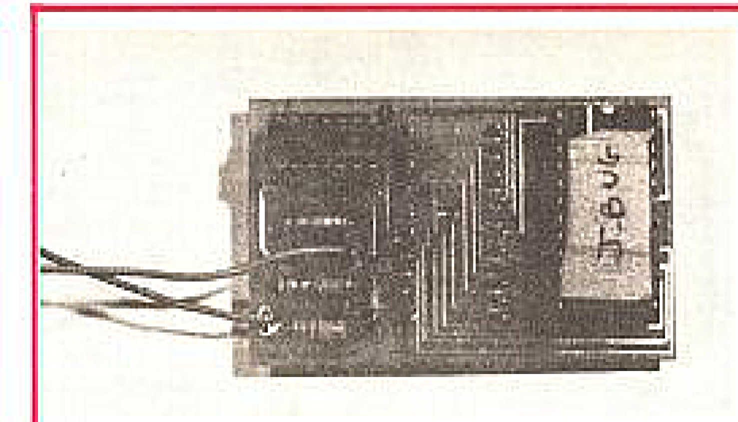


Photo A. – Le circuit support de remplacement de la ROM J.BUG par une 2708. Remarquez le ruban adhésif sur la 2708 pour la protéger de la lumière.

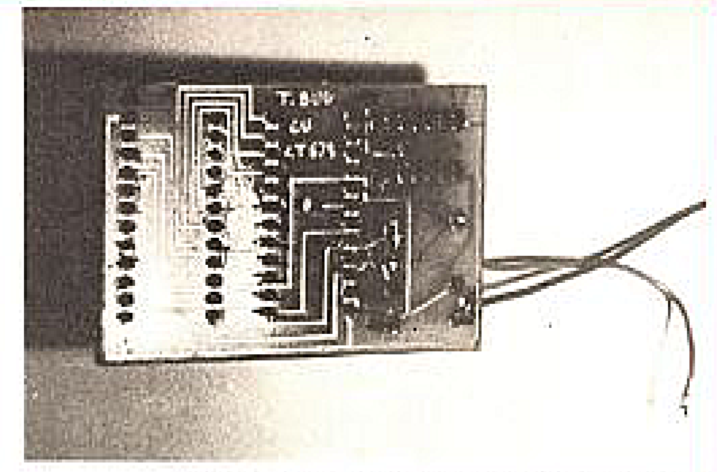


Photo B. – Le support de la 2708 vu de dessous.

CI dans le support de J.BUG ; attention au sens, le 7400 se trouve côté des 6810. La liaison aux alimentations + et – 12 V est alors réalisée avec deux fils isolés souples ; nous les avons soudés mais il serait plus logique de prévoir sur le petit CI, deux cosses sur lesquelles ceux-ci viendraient s'enficher.

Le circuit de RESET manuel

Nous avons vu qu'à la mise sous tension, un circuit spécial de la carte MPU applique sur la patte RESET du 6800 un niveau 0, ce qui a pour effet de positionner certains registres et également de charger le pointeur de programme (PC) avec la valeur contenue dans les cases mémoire d'adresse la plus élevée (FFFE et FFFF). Dans notre cas, cette valeur n'est autre que l'adresse de début du programme J.BUG, ce qui fait qu'après un RESET, le 6800 exécute le programme J.BUG dont nous verrons les conséquences dans ce qui suit. Lorsque l'on met au point des programmes, il arrive souvent que ceux-ci comportent des erreurs qui font faire n'importe quoi au 6800 ; pour pouvoir reprendre le contrôle du système il faut alors exécuter un RESET qui a pour effet (dans notre cas) de relancer le MPU sur J.BUG, et qui nous permet ainsi de rentrer des ordres ou des modifications au programme en cours de mise au point à l'aide du clavier.

Ce circuit est ridiculement simple comme le montre la figure 5 ; il s'agit tout simplement d'une bascule R/S reliée directement à la ligne RESET du bus. La diode 1N914 (fig. 3, page 142, n° 1634) évite que la bascule ne court-circuite la sortie du 555 de RESET automatique. Ce circuit étant prévu pour être monté derrière la face avant (au niveau du poussoir de RESET), nous avons également fixé dessus trois résistances destinées à l'alimentation des 3 LED de contrôle du + 5 V, + 12 V et – 12 V, qui sont également montées sur la face avant.

Le dessin du CI (simple face) est indiqué figure 6, tandis que le plan d'implantation est visible figure 7. Contrairement à l'habitude, nous n'avons pas monté le circuit intégré sur support.

La mise sous tension

Voici enfin le moment tant attendu ! Nous allons cependant vous demander un ultime effort de patience afin que votre montage ne se transforme pas en un assemblage de circuits sans vie. Tout d'abord, avant d'enficher les cartes sur le bus, mesurez les trois tensions, le + et – 12 doivent être exacts à ± 5 % près tandis que le + 5 V doit être dans la fourchette 4,75 V à 5,25 V ; au besoin, ajustez-le avec le potentiomètre prévu à cet effet. Assurez-vous également du fonctionnement de la limitation en courant que vous fixerez à à peu près 2 A en utilisant pour R_{SC} des 0,33 Ω 2 W ; ces deux ampères sont plus que suffisants pour un début. Coupez le courant et insérez les cartes dans leurs connecteurs, non sans avoir enlevé le 6800, le 6820, les 6810 et la 2708. Mettez à nouveau sous tension et vérifiez que le 5 V n'a pas bougé (sinon défaut !), mesurez le – 5 V du circuit support de 2708 et vérifiez l'arrivée du + 12 V, du + 5 V et de ce – 5 V au bon endroit sur le support de la 2708.

Coupez le courant, branchez la carte clavier au moyen de ses deux câbles plats en faisant très attention au sens des

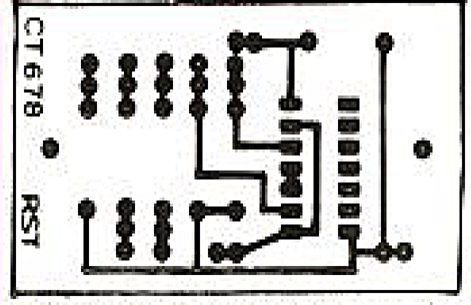


Fig. 6. – Dessin du CI du circuit de RESET (simple face). Echelle 1.

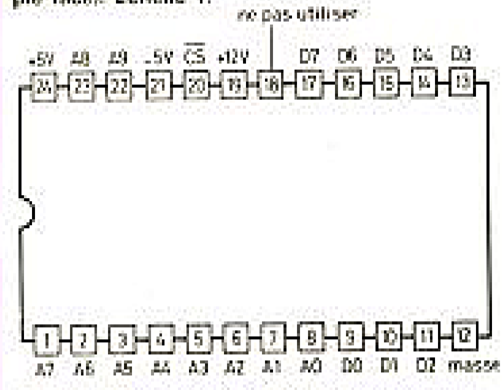


Fig. 9. – Brochage de la 2708, vue de dessus.

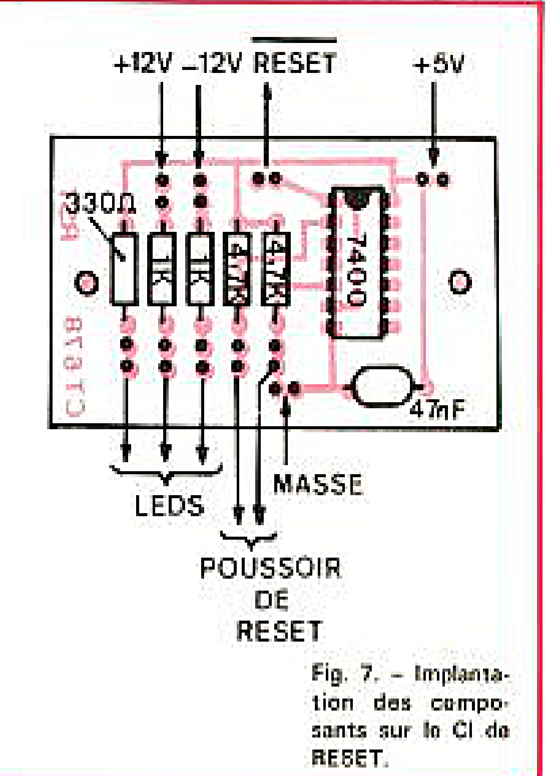


Fig. 7. – Implantation des composants sur le CI de RESET.

Repère	Type et équivalents	Remarques
2708	Types exacts et équivalents publiés le mois dernier	
1/2 7400	SN 7400 N, DM 7400 N, MC 7400 P, SFC 400 E	7400 TTL
Zener 5,1 V	Zener 5,1 V 0,4 W ou mieux 1 W	Tous types
1/2 7400	SN 7400 N, DM 7400 N, MC 7400 P, SFC 400 E	7400 TTL
Inter	Poussoir à 1 circuit 2 positions dont une instable	
Résistances	1/2 W 5 % ou 10 % (les 4,7 kΩ peuvent être des 1/4 W)	
Condensateurs	Chimiques ou plastique selon valeur	

Tableau 1. – Liste des composants du support de 2708 et du RESET manuel.

connecteurs et à l'ordre des câbles ; une permutation dans ceux-ci et le MC 14539 et(ou) le PIA (6820) « passent l'arme à gauche ». Placez sur leurs supports les 6800, 6820, 6810 et 2708 ; attention au sens ! Tous les CI sont dans le même sens sur une carte donnée, sauf le 6800 qui est à l'envers des autres circuits de sa carte. Maintenez un voltmètre sur le +5 V et mettez à nouveau sous tension ; après 1/2 seconde environ, un tiret doit s'allumer sur l'afficheur de gauche des adresses (afficheur de gauche du groupe de 4). Si tel est le cas, poussez un ouf ! de soulagement, votre mini a 99 % de chance d'être en état de marche.

Séquence des touches	Remarque
RESET	Tiret sur afficheurs
0 0 0 0	
M	
8 6	
G	
A A	
G	
C 6	
G	
B B	
G	
C E	
G	
A B	
G	
C D	
G	
3 F	
E	Tiret sur afficheurs

Tableau 2. – Séquence des touches à frapper dans le cas du programme 1.

Dans le cas contraire, il va vous falloir prendre votre courage à deux mains et repasser en revue vos CI, vos soudures, les pistes douteuses des CI (sauf si ce sont des CI du commerce), les éventuels ponts de soudure, surtout côté composants, au niveau des pattes des CI. Le dépannage d'un tel système ne peut se faire qu'avec un bon oscilloscope et avec une bonne dose de réflexion si la panne est vicieuse ; les schémas étant éprouvés, tout ennui ne peut provenir que d'une des causes ci-dessus ou d'un composant défectueux mais ne vous lancez pas trop vite dans cette hypothèse (surtout pour ce qui est des circuits de la famille 6800).

Avant de nous écrire, vérifiez bien votre montage car nous ne sommes pas devins et nous avons, de plus, vu quantité de montages « archi vérifiés » par leurs réalisateurs et qui étaient en panne à cause d'un pont de soudure (par exemple)... sans commentaires.

Premier contact

Le mois dernier, nous vous avons décrit les fonctions des touches du mini ordinateur ; cependant, pour bien assimiler leur manipulation nous allons vous faire réaliser quelques opérations élémentaires, certaines sont personnelles, d'autres sont extraites de notices Motorola et, en particulier, de la notice (très bien faite quoiqu'en anglais) accompagnant le kit D2.

Nous allons commencer par essayer le « programme » 1. L'examen des fonctions des différents ordres, grâce au tableau des instructions publié précédemment, nous permet de voir que l'on charge l'accu A avec AA, l'accu B avec BB et l'index avec ABCD puis l'on arrive sur une instruction 3 F qui est une interruption programmée (software interrupt). Cette instruction « arrête » le 6800 et, grâce au programme contenu dans J.BUG, nous permet de visualiser les registres internes du MPU, ce qui nous fera vérifier si les changements escomptés ont été faits.

La disposition du programme est celle adoptée le mois dernier.

Nous allons maintenant charger ce programme dans le mini ; pour cela :

– appuyez sur RESET pour avoir le tiret sur l'afficheur gauche des adresses ;

– frappez 0000 puis M, le contenu de la case mémoire d'adresse 0000 est alors visualisé sur les deux afficheurs de gauche (afficheurs de données), frappez alors 86 qui remplace le contenu précédent ;

– frappez G ; l'adresse augment d'1 ; on visualise 0001 ; frappez AA pour placer AA en 0001 ;

– continuez ainsi jusqu'à ce que tous les blocs de deux « chiffres » du programme 1 soient entrés en mémoire ; le tableau 2 vous indique la séquence de touches à frapper ;

– lorsque l'entrée du programme est terminée, frappez E (E fonction et non pas E chiffre, attention) ; le tiret doit être à nouveau visible.

Pour exécuter ce programme, frappez 0000 (adresse du début du programme 1), puis G ; le programme s'exécute et le 6800 s'arrête sur l'instruction 3 F ; les afficheurs indiquent alors : 3 F - 0007 ; 0007 est l'adresse de l'instruction 3 F sur laquelle nous sommes bloqués ;

– frappez alors G ; on visualise alors le contenu de l'index X qui est bien le ABCD escompté ; frappez G, on visualise A qui contient AA ; frappez encore G, on visualise B qui contient BB ; si vous frappez G à nouveau, vous lisez E0 qui est le contenu du CC (registre d'état) au moment de l'instruction 3 F ; G à nouveau et l'on voit A078 qui est le contenu du pointeur de pile S (nous verrons le pourquoi de cette valeur plus tard). Si vous continuez à appuyer sur G, vous décrivez indéfiniment le cycle ci-avant. Pour changer de fonction, il faut appuyer sur E (de « escape », s'échapper).

Ce programme très simple étant terminé, nous allons passer à quelque chose qui ressemble plus à un programme, puisqu'il s'agit d'un additionneur, simple pour commencer, puisqu'il ne traite que des mots de 8 bits et qu'en plus il additionne en hexadécimal. Cet

```
0000  86  AA        LDA  A  #AA
0002  C6  BB        LDA  B  #BB
0004  CE  ABCD      LDX     #ABCD
0007  3F            SWI
```

Programme 1

```
0003  96  00        LDA  A  0000
0005  9B  01        ADD  A  0001
0007  97  02        STA  A  0002
0009  7E  E08D      JMP     JBUG
```

Programme 2

additionneur est écrit sous la référence programme 2.

Son examen nous montre que le mot contenu à l'adresse 0000 est ajouté à celui contenu en 0001 et que le résultat est placé en 0002.

Ces trois cases mémoires étant réservées, notre programme sera placé en 0003 ; de plus, pour ne pas terminer sur un 3 F nous utilisons une astuce sous forme d'un 7 E E08 D. 7 E signifie JMP (saut en E08D et E08D n'est autre que l'adresse de début de J.BUG ; ce qui veut dire qu'après avoir lancé notre programme, celui-ci va s'exécuter puis nous verrons apparaître le tiret, maintenant classique, indiquant que l'on est à nouveau sous le contrôle de J.BUG.

Entrez ce programme comme précédemment mais à partir de 0004 ; changez 0000 et 0001 par deux nombres (hexadécimal) à ajouter ; faites 0003 G puis 0002 M pour visualiser le résultat.

La pratique de l'hexadécimal n'étant pas très agréable, nous allons maintenant essayer un additionneur décimal (ou BCD) dont le « listing » est donné en programme 3. Cet additionneur fait appel à une instruction spéciale du 6800 qui est DAA (decimal adjust A) et qui a pour but de traiter le contenu de A par groupe de 4 bits en réalisant la conversion hexadécimal → décimal.

Comme précédemment, les deux nombres (décimaux) à ajouter sont placés en 0000 et 0001 tandis que le résultat sera en 0002. Le programme peut donc être placé à partir de 0003. Entrez en 0000 et 0001 les deux nombres à ajouter ; ces nombres peuvent être décimaux ou hexadécimaux ; auquel cas ils seront automatiquement convertis en décimaux par le programme pendant l'addition. Frappez 0003 G puis 0002 M pour visualiser le résultat.

Nous vous faisons remarquer que, ces petits programmes étant placés dans les 128 premiers octets de mémoire, nous utilisons systématiquement l'adressage direct (voir numéros précédents pour la définition).

Mise au point d'un programme

La première prise de contact étant faite, nous allons exploiter à fond les possibilités du mini de base en utilisant les points d'arrêt, le pas à pas, etc., dans la mise au point d'un programme que nous avons volontairement faussé. En fait, l'exemple ci-après est extrait du manuel d'utilisation du kit MEK 6800 D2 avec l'aimable autorisation de Motorola. Exemple qui est tellement bien fait que nous n'avons pas cru bon d'en réaliser un autre. Allons-y ! Et tout d'abord commençons par entrer en mémoire le programme 4, dont la fonction est très simple, puisqu'il ajoute (en hexadécimal pour simplifier le programme), les cinq nombres compris entre 0010 et 0014 et qu'il place le résultat obtenu en 0015. Ce programme commence sur 0020 et nous allons maintenant détailler pas à pas sa mise au point :

– entrez le programme comme nous l'avons vu précédemment,

– pressez le bouton E pour avoir le tiret,

– entrez les données en 0010 à 0014 : pour cet exemple, entrez 01, 02, 03, 04, 05 respectivement en 0010, 0011, 0012, 0013 et 0014,

– frappez E à nouveau pour avoir le tiret,

– frappez 0020 G, ce qui a

```
0003  96  00          LDA  A  0000
0005  9B  01          ADD  A  0001
0007  19              DAA
0008  97  02          STA  A  0002
000A  7E  E08D        JMP     JBUG
```

Programme 3

```
0020  8E  00FF        LDS     #00FF
0023  4F              CLR  A
0024  C6  04          LDA  B  #04
0026  CE  0010        LDX     #0010
0029  AB  00    RET   ADD  A  0,X
002B  08              INX
002C  5A              DEC  B
002D  26  FA          BNE  RET
002F  97  15          STA  A  0015
0031  3F              SWI
```

Programme 4

```
0000  86  03          LDA  A  #03
0002  B7  A00C        STA  A  A00C
0005  86  04          LDA  A  #04
0007  B7  A00D        STA  A  A00D
000A  86  05          LDA  A  #05
000C  B7  A00E        STA  A  A00E
000F  86  06          LDA  A  #06
0011  B7  A00F        STA  A  A00F
0014  86  01          LDA  A  #01
0016  B7  A010        STA  A  A010
0019  86  02          LDA  A  #02
001B  B7  A011        STA  A  A011
001E  7E  E0FE        JMP     OUTDS
```

Programme 5

Touches	Fonction effectuée
E	– Donne le contrôle à J.BUG qui attend alors une nouvelle commande
X X X X M	– Examen de X X X X ; passage à la position suivante en frappant G
X X X X V	– Mise en place d'un point d'arrêt en X X X X
V	– Suppression de tous les points d'arrêt
N	– Exécution d'une instruction d'un programme à chaque pression, touche à actionner à partir d'un point d'arrêt
R	– Affichage du contenu des registres dans l'ordre suivant PC – X – A – B – CC – S – PC – X, etc. Passage d'un registre à l'autre en frappant G
G	– Reprise de l'exécution d'un programme à partir d'un point d'arrêt
G	– Passage d'un registre à l'autre en mode R
X X X X G	– Lancement d'un programme commençant en X X X X
P	– Changement d'un programme sur ou depuis une cassette (voir plus tard)
L	–

Tableau 3. – Résumé des fonctions de J.BUG.

pour effet de faire tourner le programme qui s'arrête en 0031 sur l'instruction 3 F dont nous avons vu le rôle lors du programme 1,

– frappez E puis 0015 M pour regarder le résultat qui est 0A (10 en décimal), ce qui est faux puisque 01 + 02 + 03 + 04 + 05 = 15, soit 0 F en hexadécimal. Nous allons essayer de trouver ce qui ne va pas; frappez E,

– frappez 0029 V, ceci a pour effet de placer un point d'arrêt en 0029 qui est le début de la boucle réalisant les cinq additions successives,

– frappez E puis 002 F et V pour placer un autre point d'arrêt en 002 F afin de visualiser les résultats intermédiaires,

– frappez E puis 0020 G, cela a pour effet de lancer le programme jusqu'à ce que J.BUG rencontre le premier point d'arrêt; à ce moment-là, le programme s'arrête et les afficheurs indiquent AB-0029; 0029 est le contenu du PC (pointeur de programme) et nous sommes placés automatiquement par J.BUG en mode R (examen des registres); si l'on frappe G on visualise le contenu de X (0010), G à nouveau et l'on a A (00), G nous montre B (04), G encore et c'est le CC (D0), G enfin nous montre le pointeur de pile S (00F8),

– frappez E pour quitter ce mode d'examen des registres, puis G pour continuer l'exécution du programme à partir de ce point d'arrêt; comme le point d'arrêt que nous avons placé en 0029 est situé dans une boucle du programme, nous allons à nouveau nous arrêter dessus et comme précédemment en utilisant la touche G on pourra visualiser les registres: A contiendra la somme partielle; B aura été diminué de 1, X aura augmenté de 1,

– frappez E puis G pour effectuer un nouveau tour de boucle,

– frappez E puis G pour faire encore un tour,

– frappez E puis G pour faire le 4e tour; oh! surprise, nous nous arrêtons en 002 F ce qui veut dire que le programme a fini de tourner dans la boucle puisqu'il s'est arrêté au point d'arrêt suivant.

A partir de ce moment-là, l'erreur de programmation est évidente; en effet, nous voulons ajouter cinq nombres et nous ne faisons l'opération que quatre fois. L'examen du listing nous permet de comprendre d'où vient l'erreur; elle est située au niveau du LDA B # 04 qu'il faut, bien sûr, changer en LDA B # 5. Pour cela:

– frappez E puis V, cela a pour effet d'enlever tous les points d'arrêt,

– frappez 0025 puis M; on visualise le 04 du LDA B # 04; frappez alors 05 pour remplacer le 04,

– frappez E puis 0020-G; le programme s'exécute et s'arrête sur le SWI situé à la fin,

– frappez E puis 0015-M pour visualiser le résultat qui est correct maintenant.

Cet ensemble de commandes à frapper était peut-être un peu indigeste à lire, mais nous pensons qu'il montre bien la démarche à suivre pour la mise au point d'un programme. Conjointement à cet exemple, le tableau 2 résume les fonctions et le mode d'emploi des touches de J.BUG.

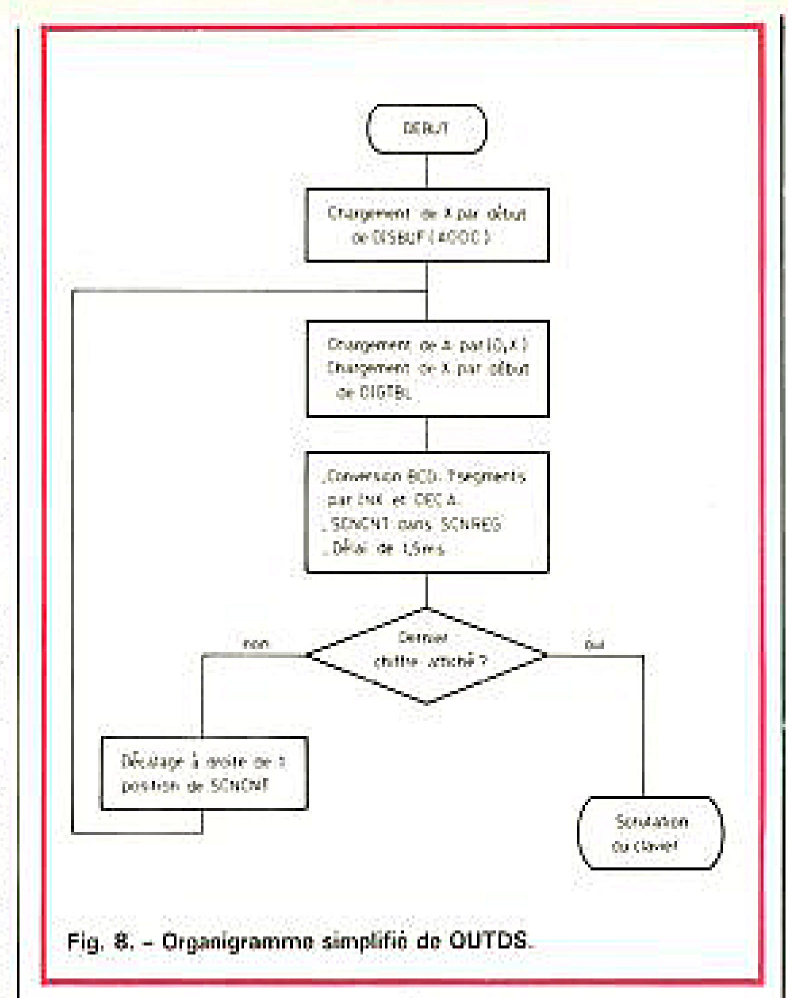
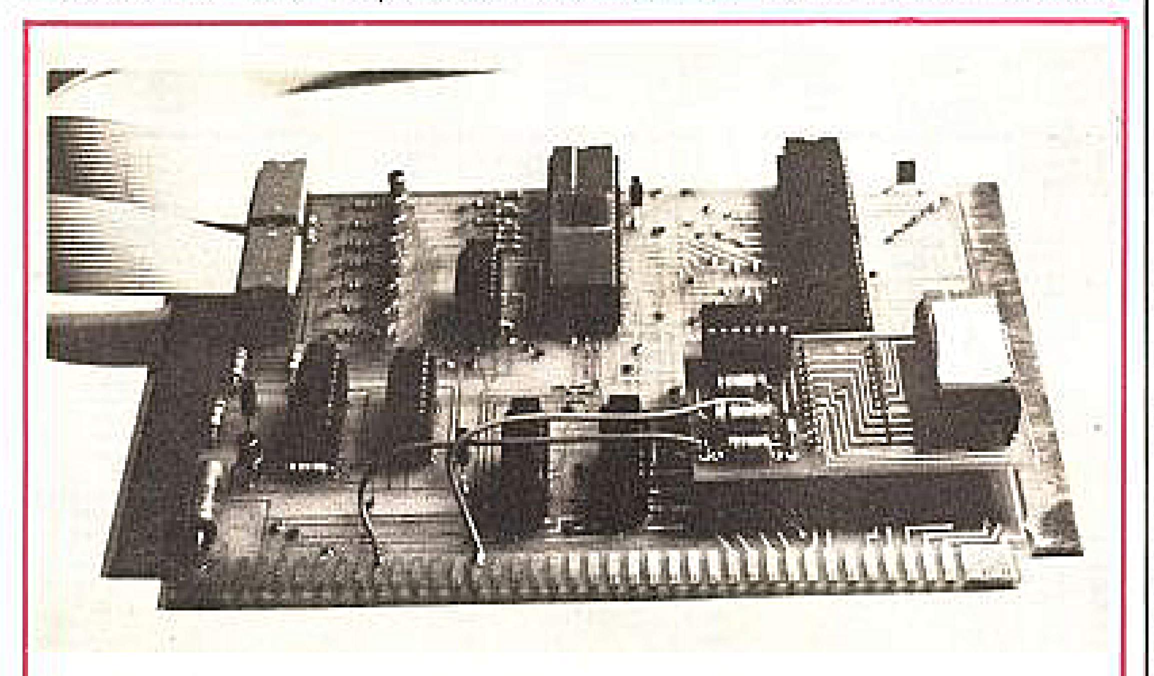


Fig. 8. – Organigramme simplifié de OUTDS.

L'art d'utiliser J.BUG

L'utilisation principale du moniteur J.BUG est, bien sûr, l'interprétation des touches frappées au clavier et l'exécution des commandes correspondantes. Pour cela J.BUG contient certains sous-programmes qu'il est intéressant de connaître car on peut les utiliser dans nos propres programmes; nous allons vous en donner un exemple.

Dans le programme mis au point précédemment, il faut, après l'exécution, frapper un certain nombre de touches pour visualiser le contenu de la mémoire d'adresse 0015 qui contient le résultat. Il serait beaucoup plus agréable que celui-ci soit affiché automatiquement sur les afficheurs; pour cela, nous allons faire appel à un sous-programme nommé (par Motorola) OUT DS.


Photo C. – Le support de la 2708 mis en place sur la carte ICAH.

L'organigramme simplifié de ce sous-programme est indiqué figure 8. Pour des problèmes de compréhension utiles dans la suite du texte, nous n'avons pas changé les appellations anglo-saxonnes données par Motorola à certaines mémoires ; celles-ci sont et ont pour signification :

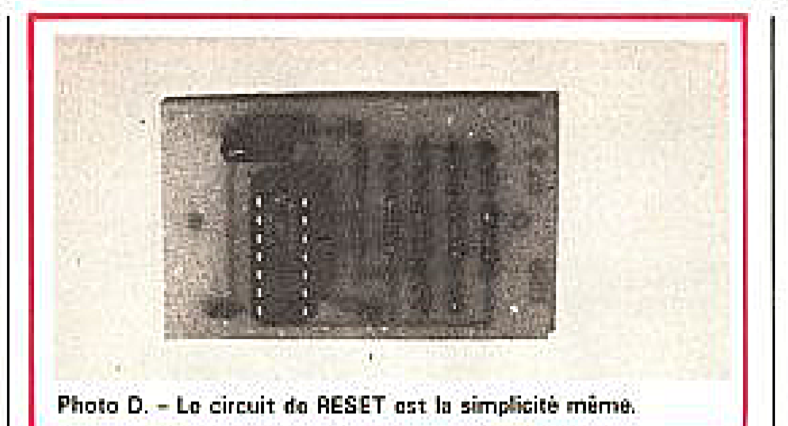
– DISBUF (display buffer = registre d'affichage), ensemble de 8 positions mémoire contenant les « données » à afficher ; les 6 premières positions de DISBUF contiennent les 6 chiffres qui seront visualisés (un chiffre par position mémoire), les deux autres positions servant de stockage temporaire de données. DISBUF commence en A00C.

– DIGTBL est une table (suite de positions mémoire) contenant des données rangées dans un certain ordre afin de réaliser, par programme, la conversion BCD en 7 segments.

– SCNCNT est un mot de 8 bits ne contenant qu'un 1 ; 1 que l'on déplace de gauche à droite pendant OUTDS pour indiquer quel afficheur il faut allumer ; pour cela, on place SCNCNT dans SCNREG.

– DISREG est l'endroit où est placée la valeur à afficher après que la conversion BCD-7 segments ait été effectuée.

L'examen de l'organigramme devient alors relativement simple ; par adressage indexé la première valeur à afficher (contenue au début de DISBUF, donc en A00C) est chargée dans l'accu A. X est alors chargé par l'adresse de début de DIGTBL et par une suite de INX (augmentation de X) et de DEC A (diminution de A), la conversion binaire-7 segments s'effectue ; les données placées dans la table DIGTBL l'ont été de telle façon que lorsque A arrive à 0 à la suite des INX et des DEC A, X pointe automatiquement (à cause des INX) sur la case mémoire contenant l'équivalent en 7 segments de ce que contenait A en binaire, ouf !


Photo D. – Le circuit de RESET est la simplicité même.

Cette valeur est alors placée dans DISREG puis SCNCNT est placé dans SCN REG et une boucle de délai de 1,5 ms allume l'afficheur sélectionné par SCNCNT pendant 1,5 ms ; puis SCNCNT est testé ; si l'affichage des 6 chiffres n'est pas fait, le « 1 » qu'il contient est décalé d'une position vers la droite pour allumer l'afficheur suivant en recommençant la boucle que nous venons de décrire.

Lorsque l'affichage des 6 chiffres est terminé, et c'est là le gros inconvénient de J.BUG, le programme part dans le sous-programme de scrutation du clavier. Ceci veut dire que si nous voulons faire un affichage en fin de programme (comme nous l'indiquions au début de ce paragraphe), nous ferons appel à OUTDS (par un JMP E0FE qui est l'adresse de début de OUTDS) ; par contre, si l'on veut faire plusieurs affichages tout au long d'un programme, nous ne pouvons pas utiliser OUTDS puisque cela nous ferait partir dans la scrutation du clavier à chaque fois ; il nous faudra donc recopier les instructions de OUTDS dans notre propre programme (nous vous indiquerons celles-ci en temps utile).

Pour l'instant, vous allez essayer l'affichage grâce au mini programme intitulé programme 5 qui a pour effet (mais c'est évident en le lisant) d'afficher 12-3456.

Attention à la correspondance des positions mémoire de DISBUF et des afficheurs :

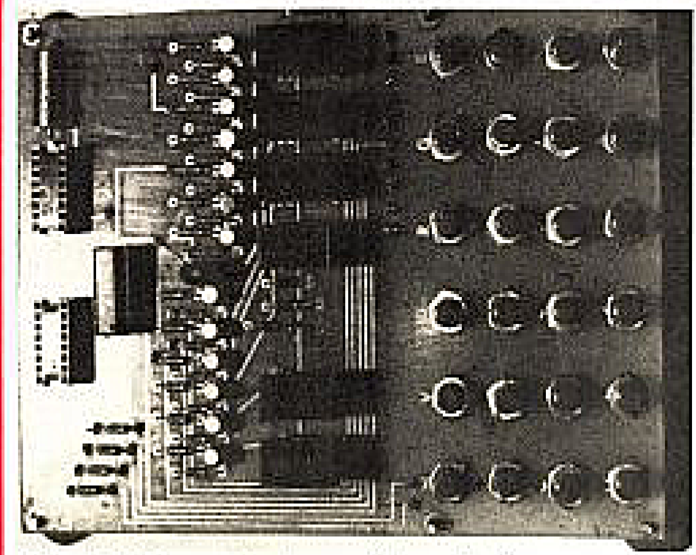
– A00C = afficheur d'adresse de poids le plus fort.

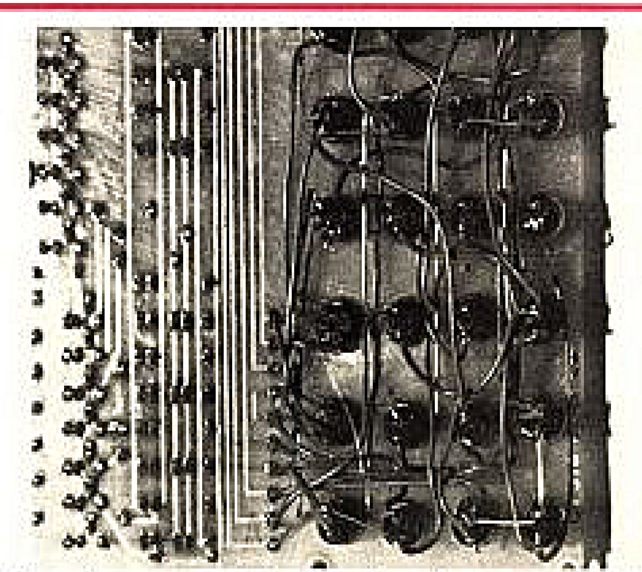
– A00D, A00E, A00F = afficheurs d'adresse de poids décroissant, A00F correspondant à l'afficheur de poids le plus faible.

– A010 et A011 respectivement afficheur de données de poids fort et faible.

Exercice

La meilleure façon d'apprendre étant encore de pratiquer, nous vous proposons un petit exercice simple compte tenu de ce que nous avons étudié. Il vous faut écrire un petit programme placé à la suite du programme 4 et qui fera afficher automatiquement le résultat de celui-ci sur les deux afficheurs de données. Attention au piège ! Dans DISBUF il ne faut qu'un chiffre (c'est-à-dire un mot de 4 bits précédé par 4 zéros) par position mémoire ; par exemple, pour afficher 4 sur l'afficheur de poids fort des adresses, il faudra 04 en A00C. Pour afficher 18 sur les deux afficheurs de données il faudra 01 en A010 et 08 en A011. Le résultat du programme 4 (qui se trouve à l'adresse 0015 sous forme d'un mot de 8 bits) doit donc être séparé en deux mots de 8 bits dont les 4 premiers bits sont des 0 (comme dans l'exemple du 18 ci-avant). Bon courage !


Photo E. – La carte clavier complète vue de dessus...


Photo F. – ... et vue de dessous. Attention aux courts-circuits.

Problèmes financiers

Vous allez très rapidement vous rendre compte que notre seule et unique mémoire de 128 mots est bien petite dès que l'on veut faire un programme un tant soit peu complexe ; notre premier souci va donc être de réaliser un circuit mémoire de taille plus importante. Malheureusement les boîtiers mémoires, s'ils ne sont pas chers à l'unité, le deviennent très rapidement lorsque l'on désire une mémoire de taille importante à cause du nombre élevé de boîtiers nécessaires.

Pour satisfaire à la demande de plusieurs lecteurs, nous allons tenter une centralisation des commandes de mémoires chez un seul fabricant afin d'avoir des prix de gros (rapport de l'ordre de 2 entre le prix unitaire et le prix par 100) ; pour cela, il faut que l'auteur de ces lignes sache combien chaque lecteur intéressé pense acheter de mémoires ; pour cela, il vous demande d'envoyer sur une feuille (ou carte de visite), sans autre question ou commentaire (pour simplifier le traitement du courrier), le nombre de mémoires que vous pensez acheter ; pour cela, voici quelques indications indispensables.

Les mémoires actuelles sont de deux types principaux :
– les RAM statiques,
– les RAM dynamiques.

Les premières sont peu coûteuses pour des petites mémoires (jusqu'à 8 k-mots de 8 bits), simples d'emploi mais ont une consommation non négligeable et une capacité par boîtier assez limitée (1 k-mots de 1 bit par boîtier). Les secondes sont assez complexes d'emploi (circuits de « rafraîchissement » nécessaire), mais reviennent moins cher que les statiques pour des tailles mémoire supérieures à 8 k-mots de 8 bits ; de plus elles consomment moins et ont une capacité par boîtier très élevée (16 k-mots de 1 bit par boîtier).

Pour pouvoir vous « amuser » avec le mini ordinateur (bataille navale par exemple), il vous faut au minimum 2 k-mots de 8 bits soient 16 boîtiers de RAM statique 1 k x 1. Cependant la carte support de ces circuits que nous décrivons pourra recevoir jusqu'à 32 boîtiers, c'est-à-dire 4 k-mots de 8 bits.

Si vous désirez par la suite (et c'est souhaitable) passer aux langages de programmation évolués vous permettant toutes les fantaisies depuis les jeux d'échecs jusqu'aux calculs scientifiques ou la gestion d'une usine, il vous faudra :
– pour le Basic un minimum de 8 k, soient deux cartes 4 k, dont nous venons de parler, c'est-à-dire 64 boîtiers de 1 k x 1 ;
– pour le Fortran un minimum de 24 k ; nous réaliserons 20 k en RAM dynamique et il vous faudra donc 4 k en statique, c'est-à-dire 32 boîtiers de 1 k-mots de 1 bit.

Pour l'instant et jusqu'à plus ample informé, nous pensons acheter comme mémoires des 2102 ; ce sont les RAM statiques 1 k x 1 les plus répandues, les moins chères et elles sont rapidement disponibles chez de nombreux constructeurs (Intel, National Semiconductor, Signetics, Texas, etc.).

A titre indicatif, ces mémoires sont vendues 12,00 F par 100 et nous pensons, compte tenu du courrier reçu sur le sujet, dépasser largement ce nombre et essayer d'avoir les prix par 500.

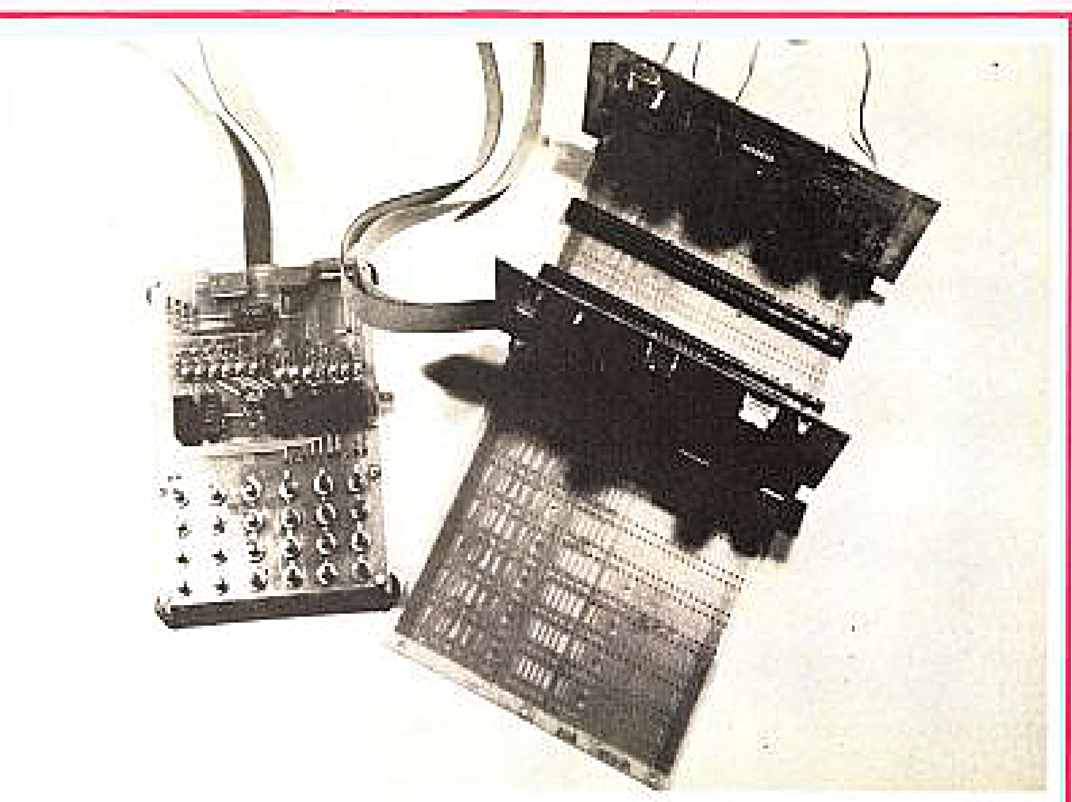


Photo G. – Le mini ordinateur de base en service. Les fils partant de l'arrière du bus vont vers les alimentations. Le bus est un CI de réalisation industrielle, tel que celui que vous pouvez acquérir auprès de la société réalisant les CI de ce mini ordinateur.

En résumé

Adressez à l'auteur sur feuille sans autre commentaire ou question, mais cependant avec votre adresse complète, le nombre de mémoires (statiques pour l'instant puisque nous n'avons parlé que de cela) que vous envisagez d'acheter. Il est bien entendu que ce n'est pas un engagement et que ceci ne cache aucune opération financière ou commerciale quelconque.

D'autre part, indiquez aussi sur la feuille si vous seriez intéressé par la création d'un club 6800 ; club au sein duquel seraient échangés des idées, des schémas, des « combines » et surtout des programmes. Les modalités de fonctionnement de ce club restant bien sûr à définir.

Conclusion

Nous espérons que les quelques exemples que nous avons donnés vous ont un peu familiarisés avec la programmation. Nous vous conseillons d'essayer d'écrire de petits programmes, même sans grand intérêt, uniquement pour vous faire la main.

Bon courage et au mois prochain...

(à suivre)

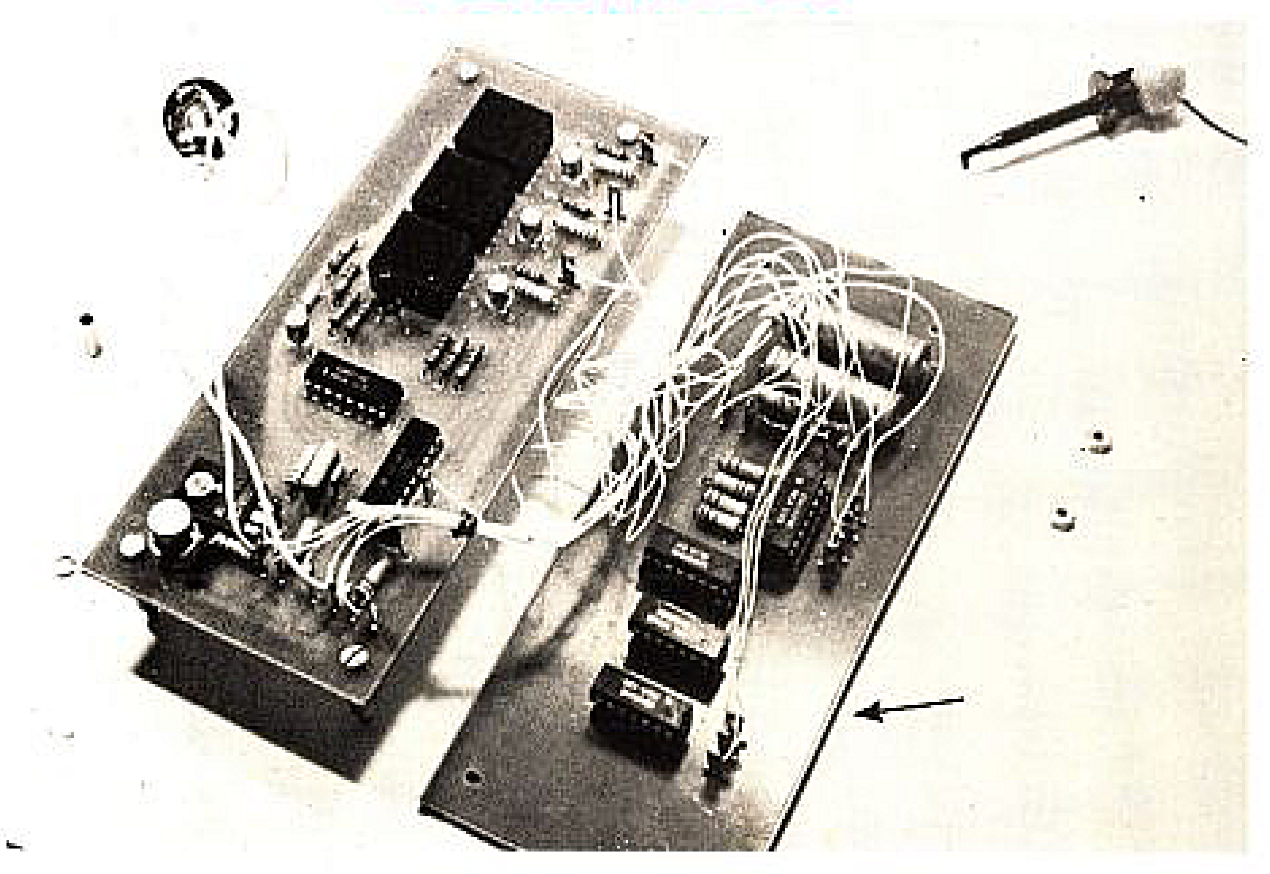
C. TAVERNIER



Remarques

Deux erreurs sans gravité se sont glissées dans le nº 1633 :
– Page 144, figure 9, il faut échanger les indications « côté cuivre » et « côté composants » ; les lettres du connecteur sont côté composants.
– Page 146, tableau 2, le circuit TTL de la carte MPU (4 ET à 2 entrées) est un 74S08 ou 74LS08 et non un 74508 (qui n'existe pas d'ailleurs).

COMMUTATEUR AUTOMATIQUE D'ECHELLES



POUR MULTIMETRES DIGITAUX

CET appareil va de pair avec une plaque de mesure numérique à plage d'entrée fixe. Il rend la mesure automatique et libère les mains de l'utilisateur. Plus de recherches avec le commutateur mécanique de gammes, plus de contacts qui s'oxydent ; entièrement statique, il fournit en un clin d'œil la mesure optimale sur voltmètre ou ampèremètre. Vous sondez, ou réglez vos appareils, après avoir choisi seulement la fonction V, A ou Ω sur votre multimètre.

Pour prouver son universalité, nous l'avons testé sur trois systèmes de mesure numérique, utilisant des convertisseurs : Intersil ICL 7106, Siliconix LD 130 et Motorola MC 1405-14435.

Entreprise très risquée, car elle pouvait susciter d'innombrables questions de la part de tous ceux qui possèdent déjà des appareils à échelles fixes et qui ont des problèmes particuliers à poser. Nous partagerons la description en deux parties : la première s'adresse aux « anciens », et traite du commutateur d'échelles proprement dit. La seconde partie, à l'intention de ceux qui prennent le fer à souder en main pour la première fois, donnera l'exemple d'une réalisation complète où le commutateur est couplé à un voltmètre utilisant un LD 130.

Principe de la commutation automatique d'échelle

Comme l'indique la figure 1 nous demandons à la partie à plage de mesure fixe d'entrée, deux signaux : un signal de dépassement et un autre correspondant à la sous-gamme. En échange, la logique recevant ces deux signaux est capable de commuter un nombre de résistances et d'allumer le point décimal à l'endroit correspondant à la gamme optimale.

Qu'est-ce qu'une gamme : Si un voltmètre numérique peut afficher de 0000 à 1999, en fonction du positionnement de la virgule, on fait correspondre cet affichage à quatre plages (ou gammes de mesure) : 0 à 1,999 V ; 0 à 19,99 V ; 0 à 199,9 V et 0 à 1999 V.

L'utilité du repositionnement de la virgule est évidente : une tension d'entrée de 1,921 V passe pour 1 V sur l'échelle 0 à 1999 V (50 % d'erreur), pour 1,9 V si l'on mesure jusqu'à 199,9 V, etc. Il y a, bien entendu, des multimètres pouvant mesurer 1999,999 V qui donneront une réponse exacte sans commuter l'échelle, mais, même dans ce cas, il aurait été préférable d'utiliser l'échelle 0 à 1,999999 qui aurait donné trois décimales de plus.

Le dépassement : Il est facile à comprendre que « 2001 » sur un affichage qui va de 0 à 1999 et revient à zéro, passerait pour du « 0001 » et un voyant de dépassement allumé. C'est le cas du LD 130 Siliconix ou du MC 1405 de Motorola. Un 7106-Intersil voit son affi-

Fig. 1. – Principe d'un commutateur automatique d'échelle, à joindre à tout multimètre existant.

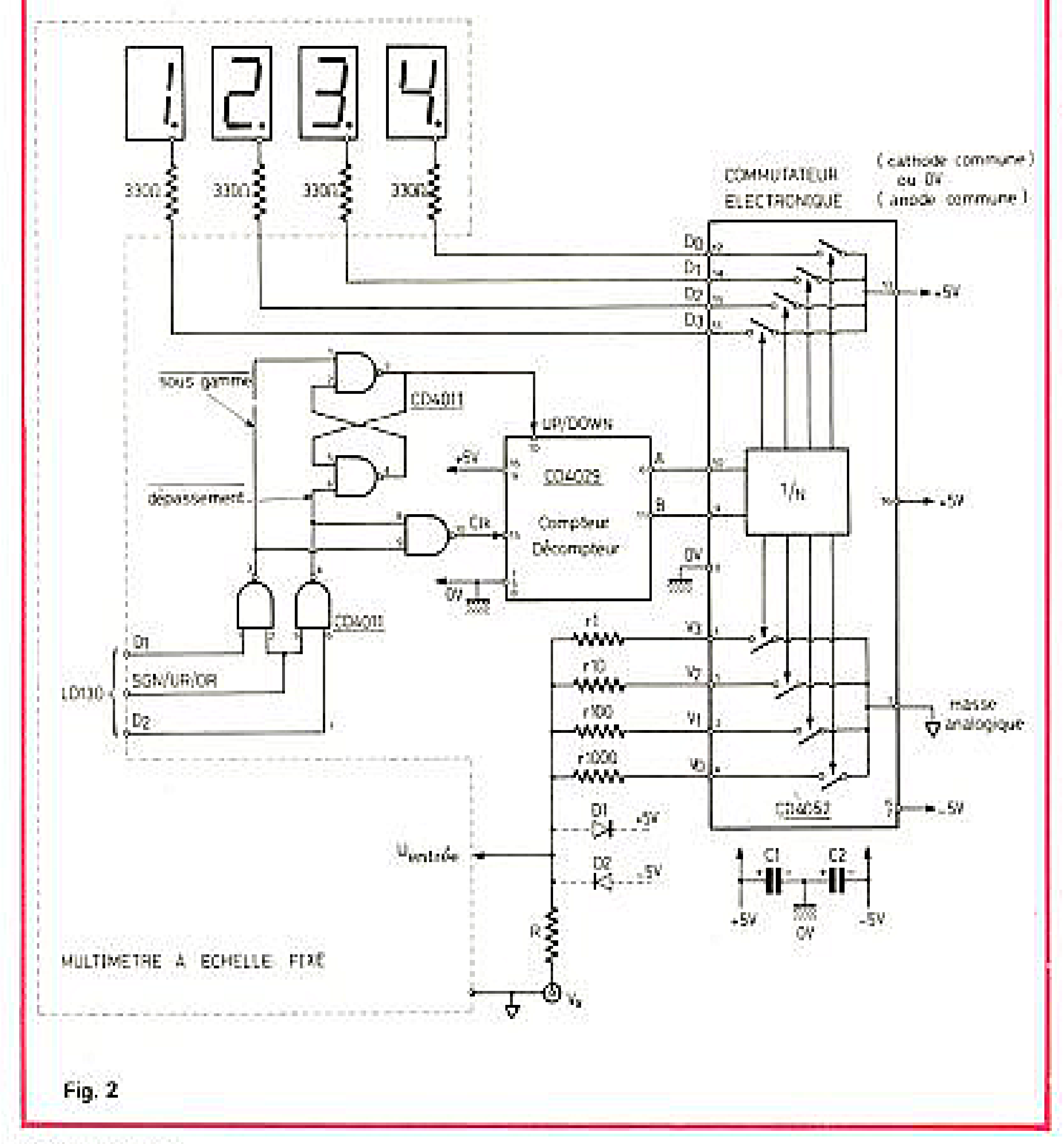


Fig. 2

chage disparaître en cas de dépassement.

Sous-gamme : Pour un voltmètre allant de 0 à 1999, est considérée sous-gamme, toute échelle de mesure menant à des résultats plus petits que 0199, si les gammes sont des puissances de 10. Le signal de sous-gamme pourra « pousser » le commutateur électronique d'un pas sans danger de dépassement immédiat si le signal d'entrée est relativement stable. Exemples : « 0192 » apparaîtra comme 192X ; un « 0019 » donnera une impulsion qui produira un avancement vers 0191, qui produira une deuxième impulsions, etc.

Or, le nombre de mesures par seconde étant relativement élevé, certains signaux fluctuants risqueraient de produire une commutation sous-gamme/dépassement quasi permanente : si le signal était à 0192,5, il aurait pu dépasser 0200,0 le coup d'après et nous plonger, après une **sous-gamme,** dans un **dépassement** sans qu'il y ait une image stable sur les afficheurs. Pour éviter ce genre d'oscillations, on prend une marge d'environ 10 % pour définir la sous-gamme. Par exemple : 180 est la bonne valeur charnière pour un affichage allant à 1999, car il donnera au pire 1800 après commutation.

Description d'un commutateur d'échelles C.MOS

Le commutateur que nous avons réalisé comporte quatre circuits intégrés en logique C.MOS, qui consomment moins de courant qu'un microampèremètre conventionnel grand public. Son schéma de fonctionnement est fourni par la figure 2.

On distingue deux signaux, essentiels au bon fonctionnement : sous-gamme et dépassement, tous les deux actifs au niveau bas. Pour les obtenir à partir de divers mesureurs digitaux du commerce, il faut recourir à des « stratagèmes ».

La figure 2 montre l'« interfaçage » (deux portes NAND) nécessaire pour un multimètre utilisant un LD 130. La figure 3 montre le schéma qui permet d'obtenir ces signaux d'un voltmètre digital Intersil ICL 7106, à affichage par cristaux liquides. Sur la figure 4 nous évoquons le même problème, résolu pour un voltmètre numérique à base de MC 1405 Motorola.

Le fait que nous touchons là les plus populaires convertisseurs analogiques-numériques, pour multimètres digitaux, nous permet d'affirmer que ce commutateur est, en toute modestie, universel. Selon ces trois exemples et chaque problème particulier, il faudra tendre à obtenir les deux signaux de base de la commande, le dépassement et la sous-gamme.

A partir de ces signaux on fabrique un signal d'horloge « Cck » et une commande de comptage ou décomptage pour un compteur CD 4029, figure 2. Ce compteur attaque les entrées binaires d'un commutateur analogique à deux fois quatre voies décodées, CD 4052. Ce commutateur répond à chaque combinaison binaire à l'entrée A, B par la fermeture de deux « contacts » entre les numéros de voies de la valeur binaire et deux sorties communes. Exemple : B, A = 10 sélectionne les voies « 2 », 11 correspond aux voies « 3 », etc.

La vitesse de réponse de ce commutateur électronique dépasse 1 MHz. Entièrement statique il ne connaît pas le problème du nombre maximal de commutations des relais, fussent-ils des bi-lames « reed ».

Les deux parties symétriques de ce commutateur servent d'une part à la commutation d'échelles proprement dites et d'autre part à l'affichage de la virgule (point décimal) sur les afficheurs.

Selon qu'ils sont à anode commune ou à cathode commune, ils devront être dirigés vers la masse, 0 V, ou vers le + 5 V. On remarque également que les quatre résistan-

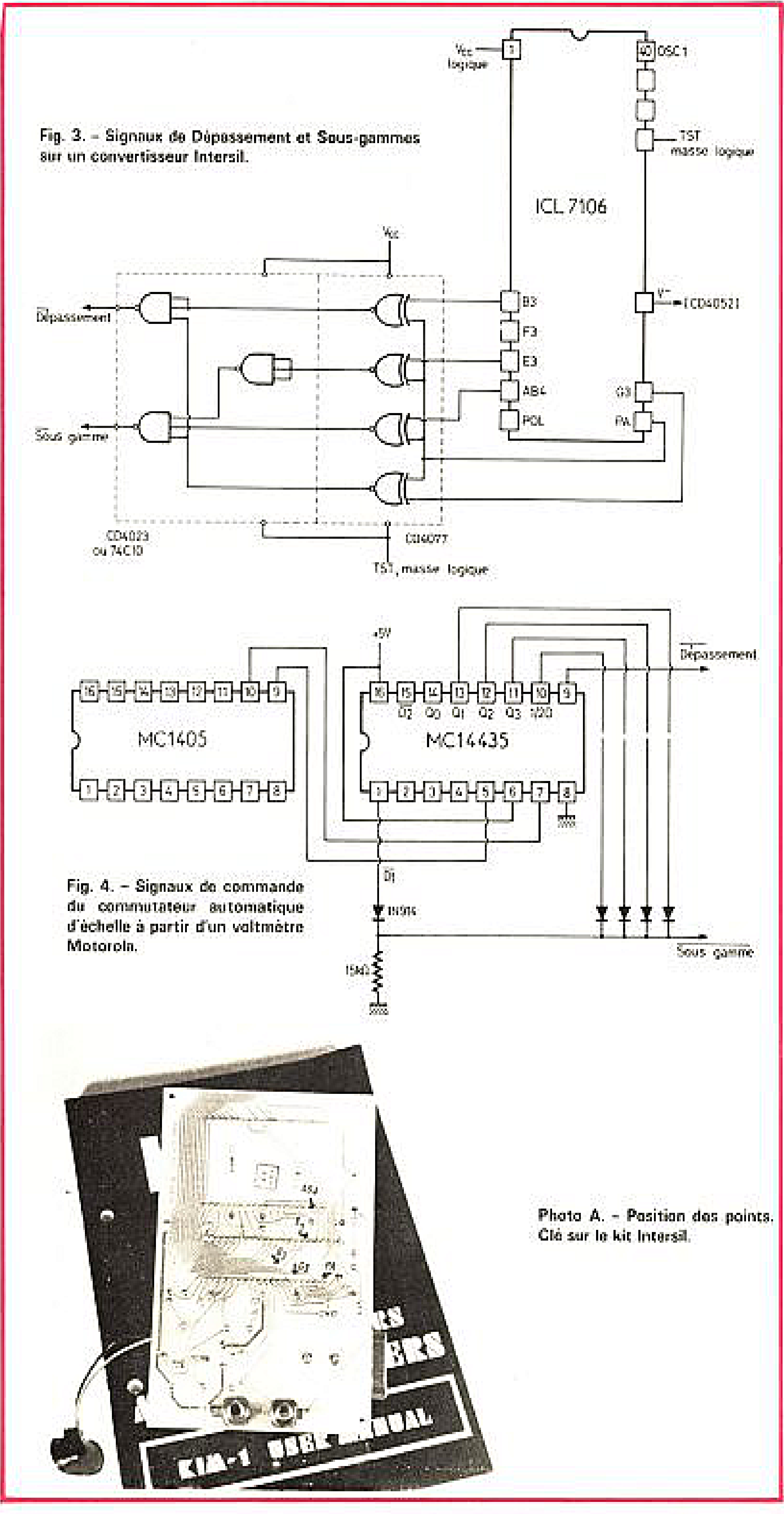


Fig. 3. – Signaux de Dépassement et Sous-gammes sur un convertisseur Intersil.

Fig. 4. – Signaux de commande du commutateur automatique d'échelle à partir d'un voltmètre Motorola.

Photo A. – Position des points. Clé sur le kit Intersil.

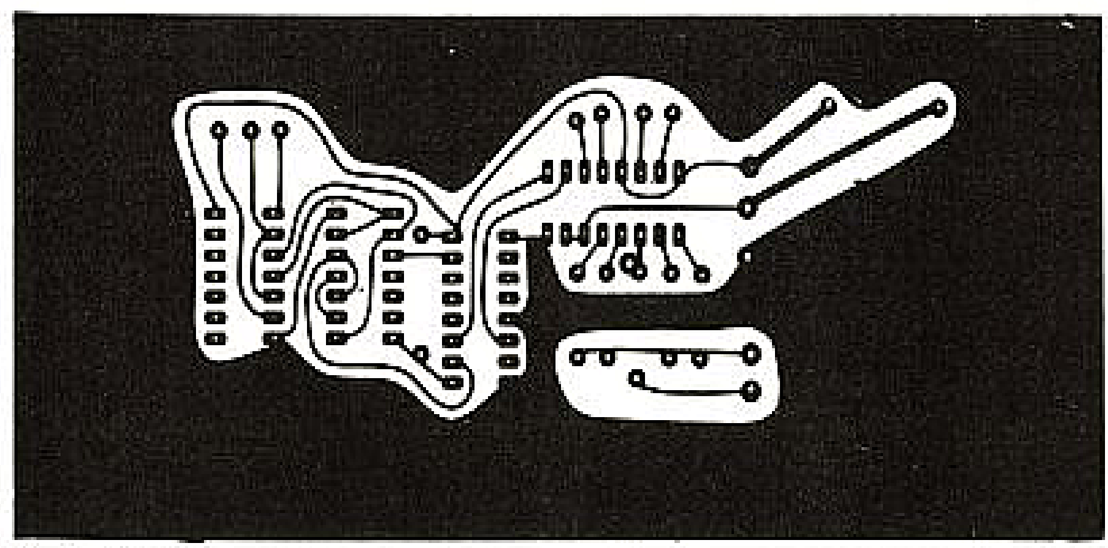


Fig. 5. – Côté cuivre.

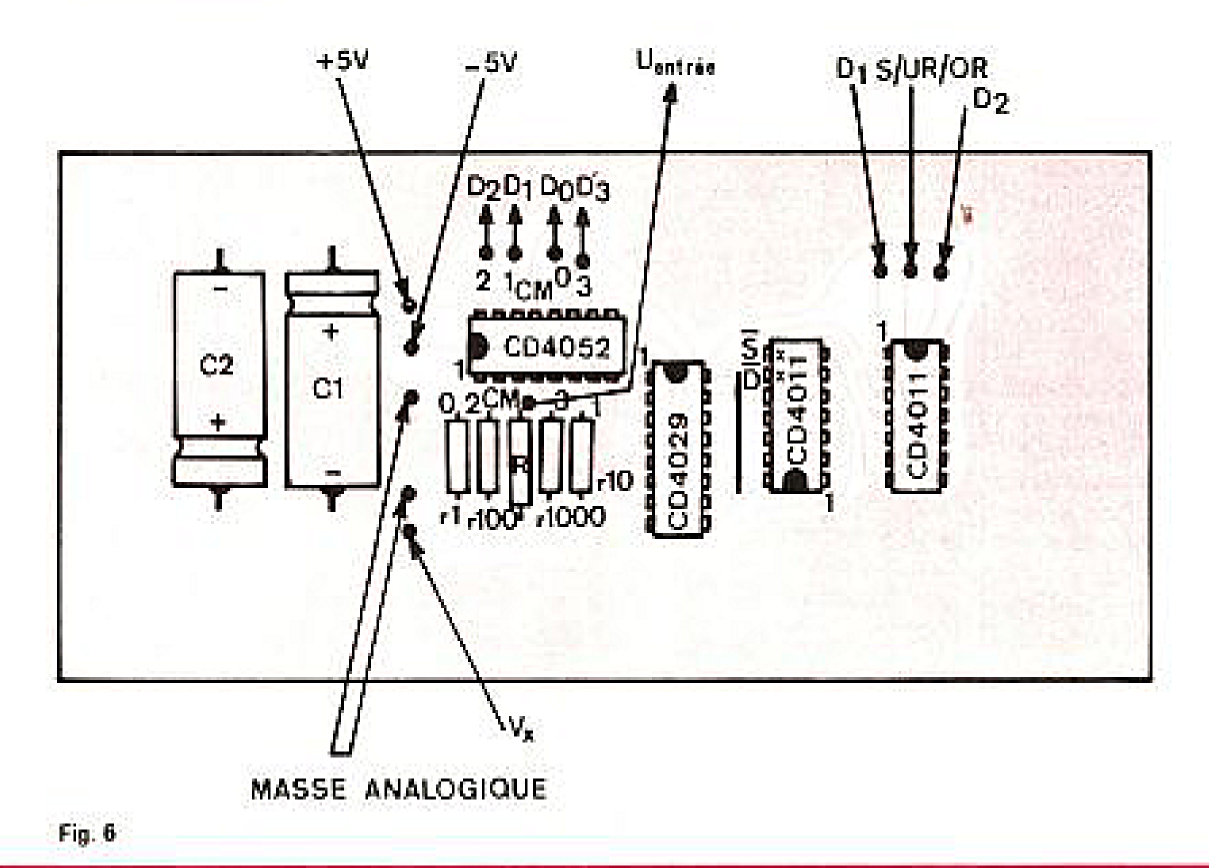


Fig. 6

ces de limitation de courant du point décimal des afficheurs pourront être remplacées avec succès par une seule résistance de la même valeur sur la sortie commune et l'attaque directe des points décimaux. Une résistance par point décimal peut, d'autre part, mieux protéger le commutateur contre les surtensions ou les parasite.

L'autre partie, symétrique, du commutateur sert à la commutation d'échelle proprement dite.

On remarque un fonctionnement en tension. Pour les échelles de mesure des courants il faut donc s'arranger pour que V_x soit la sortie d'un amplificateur muni d'un shunt de courant en entrée.

D'autre part, le commun de ces voies est à une masse différente du 0 V, ou de la masse utilisée pour l'allumage éventuel des points décimaux. Cette masse, appelée « analogique », ne doit servir qu'à la mesure. Aucun courant d'alimentation (puissance) ne doit la parcourir. Le blindage du câble de mesure ou la borne d'entrée constituent une telle masse.

Les résistances r_1, r_{10}, etc., entrent en jeu à tour de rôle et produisent une atténuation différente de la tension U_x d'entrée. Elles doivent avoir une valeur beaucoup plus grande que les quelques 50 Ω de chaque « contact » du commutateur. Ce dernier, soumis à quelques dizaines de millivolts aux bornes par rapport à la masse, fonctionne alors sans aucune distorsion, dans les meilleures conditions. Tous les circuits intégrés utilisés peuvent s'alimenter entre + 3 V et + 15 V.

Le CD 4052 nécessite néanmoins une certaine tension négative par rapport à la masse, pour fonctionner même à des tensions V_x d'entrée négatives. Sa commande, aux entrées A, B, peut se faire à tension positive par rapport à la masse (0-5 V) même s'il est alimenté en deux tensions (– 5 V, 0, + 5 V).

La majorité des plaques à automatiser fonctionne aussi en deux tensions.

En règle générale, alimenter le CD 4052 à la tension la plus négative que pourrait atteindre V_x après la division par r/R, la plus défavorable sans dépasser 15 V entre cette tension et celle de l'alimentation positive.

Fonctionnement

A la mise sous tension le maître des cérémonies, qu'est le 4029, se trouve positionné dans un état quelconque.

Combinaison A, B quelconque veut dire choix d'une échelle au hasard. Il y a bien entendu un dispositif de protection à diodes D_1, D_2 pour éviter toute surtension dangereuse. Ces diodes peuvent être reliées aux tensions d'alimentation, par exemple.

Le convertisseur analogique-numérique reçoit cette première tension d'entrée et peut donner trois diagnostiques logiqes : O.K. ; sous-gamme ou dépassement.

Dans le premier cas, les signaux sous-gammes et dépassement restent à leur niveau haut, l'entrée horloge du compteur 4029 est immobile au niveau bas et le point décimal correspondant à l'échelle initiale reste allumé. Par chance, ça marche du premier coup.

S'il y a sous-gamme, ou dépassement, le compteur va avancer ou reculer l'échelle d'une unité. Au rythme d'une dizaine de mesures à la seconde, les quatre échelles peuvent être parcourues en une fraction de seconde. Si le dispositif trouve une échelle pour laquelle il n'y a ni sous-gamme, ni dépassement, il s'y arrête. Sinon, il continue à boucler. Donc, si la tension d'entrée dépasse l'échelle maximale, il y aura un mouvement perpétuel de la virgule de la gauche vers la droite. Il en sera de même pour une tension parfaitement nulle, au sens de déplacement de la virgule près, qui sera inversé.

Réalisation

Le circuit imprimé est celui de la figure 5. Si vous ne pouvez le réaliser vous-même, contactez votre distributeur de composants habituel en lui faisant une demande.

Sur le plan d'implantation des composants de la figure 6, on remarquera une légère

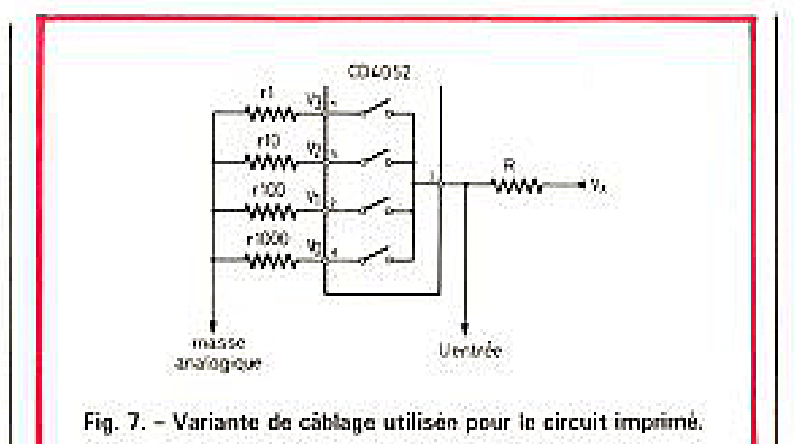


Fig. 7. – Variante de câblage utilisée pour le circuit imprimé.

schéma de la figure 7, du câblage des résistances de calibration. Cette modification est d'ordre pratique : on évite un strap sur le circuit imprimé et la résistance R n'est plus en l'air. Il est vrai aussi que le commutateur a ses contacts flottants par rapport à la masse et qu'il risque de fonctionner moins bien. En pratique on ne remarque pas une grande différence entre les deux montages si ce n'est l'absence de D_1 et D_2, optionnelles.

Cette plaque fonctionne avec un LD 130 sans r_1. Dans cette position, le commutateur envoie toute la tension V_x à l'entrée du LD 130. Pour d'autres versions, les entrées sous-gamme et dépassement, marquées S et D se font par les trous du CD 4011 le plus à droite.

Remarquons également que l'impédance d'entrée, sur toutes les échelles, quelle que soit la variante de câblage choisie (fig. 2 ou fig. 7) est égale à R = 10 MΩ.

La liste de composants concerne l'exemple de fonctionnement avec un LD 130, dont la réalisation suit ce cahier.

Attention au sens d'implantation des circuits intégrés.

Attention à l'alimentation correcte du montage : les multimètres utilisant ce commutateur ont une alimentation « logique », entre + 5 V et une masse logique, 0 V, et une alimentation négative nécessaire aux divers amplificateurs intégrés dans le boîtier du convertisseur.

Même si un montage, comme le kit Intersil, s'alimente en une seule tension, il y a un point médian, comme TST qui servira de masse logique.

La consommation des circuits C.MOS est infime et ils peuvent être accrochés à ce point sans aucun inconvénient.

A l'intention de ceux qui ont trouvé ce sujet un peu ardu, nous décrirons, dans un prochain numéro, l'automatisation d'un LD 130, qu'ils pourront réaliser sans se soucier du fonctionnement.

André DORIS

Liste des composants

R = 10 MΩ
r_{10} = 1,1 MΩ
r_{100} = 100 kΩ
r_{1000} = 10 kΩ
r_1 = ∞ (très grande valeur ≥ 10 MΩ) (pas de résistance)
C_1 = C_2 = 1000 µF/25 V
Electrolytiques de filtrage

Circuits intégrés
2 x CD 4011 AE (RCA - National Semiconductor)
1 x CD 4029 AE (RCA - National Semiconductor)
1 x CD 4052 AE (RCA - National Semiconductor)

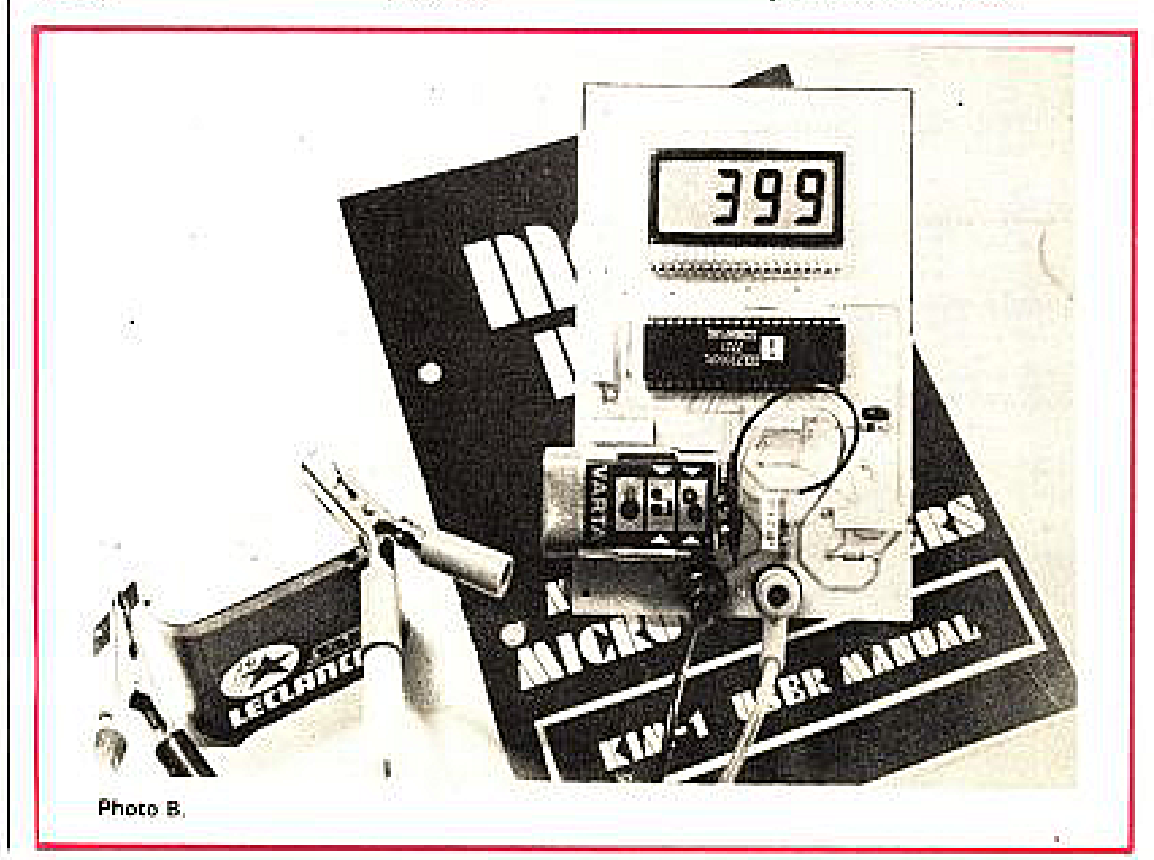
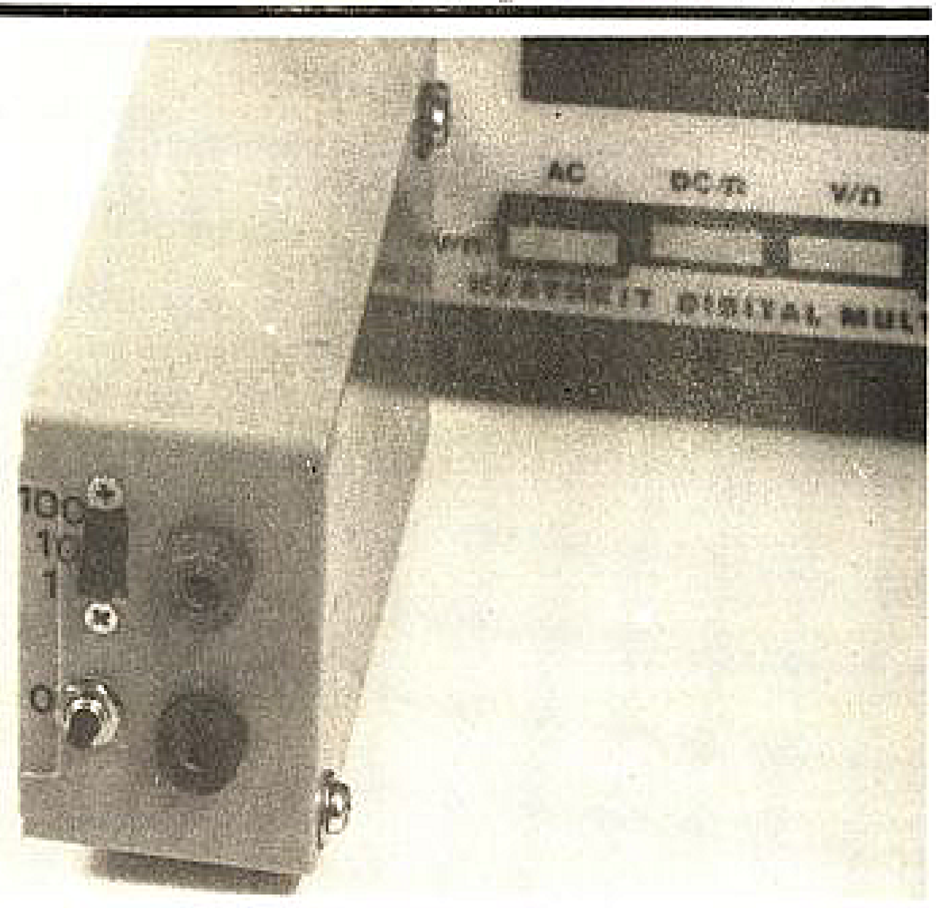


Photo B.

VOLTMETRE DE POINTE A MEMOIRE



LE voltmètre que nous proposons ici est en fait un adaptateur que l'on peut mettre sur les contrôleurs universels afin d'étendre la gamme de lecture en tension alternative. C'est un convertisseur à l'entrée duquel on injecte une tension alternative. A sa sortie, on disposera d'une tension continue.

Le voltmètre alternatif est un instrument assez traître. Il est parfaitement valable pour des tensions sinusoïdales mais, lorsque la forme du signal change, il devient faux. Le voltmètre classique, celui que l'on trouve dans les contrôleurs universels ou les millivoltmètres électroniques reçoit une tension alternative, la redresse puis l'envoie sur un galvanomètre dont l'indication est proportionnelle à la valeur moyenne du courant qui le traverse. Le courant sera donc un courant moyen. Les tensions sinusoïdales sont en général exprimées en valeur efficace. Pour que la lecture corresponde à la valeur efficace, on établit une échelle arbitraire, valable pour la tension sinusoïdale.

On envoie donc à l'entrée du voltmètre une tension sinusoïdale de valeur connue et on ajuste la sensibilité du galvanomètre, pour que son indication soit correcte. Il n'y a donc pas ici de véritable indication de valeur efficace, mais une simple équivalence en sinus.

Nous avons utilisé ce procédé mais, au lieu de prendre la valeur moyenne d'une tension redressée, nous avons considéré la valeur de crête. L'étalonnage se fait à partir d'une tension sinusoïdale et nous avons installé un diviseur de tension dont l'atténuation est de 0,707. Notre voltmètre donnera la « valeur efficace » lorsque la tension d'entrée sera sinusoïdale ou, lorsque le facteur de pointe, de la tension considérée, sera de 1,414. Sinon, en multipliant l'indication par racine de 2 (1,414) on obtiendra la valeur de crête.

Nous l'avons doté d'une mémoire. Il retiendra donc pendant quelques instants (plusieurs dizaines de secondes), la valeur de pointe d'une tension.

Par exemple, en envoyant un signal musical à l'entrée d'un amplificateur, on pourra, recueillir en sortie, la valeur maximale de la tension, et la convertir en une puissance « fictive », que l'amplificateur est capable de délivrer pendant un bref instant. En toute rigueur, cette indication sera fausse, car la tension musicale n'étant pas du tout sinusoïdale, nous n'aurons qu'une grossière estimation. Cette puissance peut être appelée « puissance musicale », là encore, c'est un terme sujet à caution, mais il correspond à une certaine réalité dans le domaine de l'amplification audio.

Un amplificateur audio est fait pour traiter des signaux musicaux dont la caractéristique essentielle est la dynamique, donc, un niveau variant dans de grandes proportions. Un amplificateur travaillant en classe B ou AB consomme peu d'énergie lorsque la tension de sortie est nulle, son alimentation, construite autour de redresseurs et de condensateurs (accumulateurs d'énergie) n'est pas régulée. Pendant les instants de « repos », les condensateurs se chargeront à la valeur de crête de l'alimentation, lorsque la charge augmentera, la tension diminuera. Donc, en régime permanent, l'amplificateur « sortira » moins de puissance qu'en régime musical ou transistoire.

En mesurant une puissance par un train d'ondes sinusoïdales à décroissance exponentielle, il sera possible de mesu-

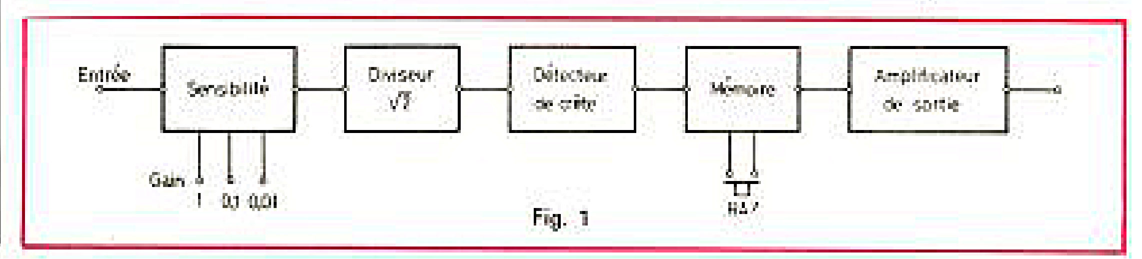


Fig. 1

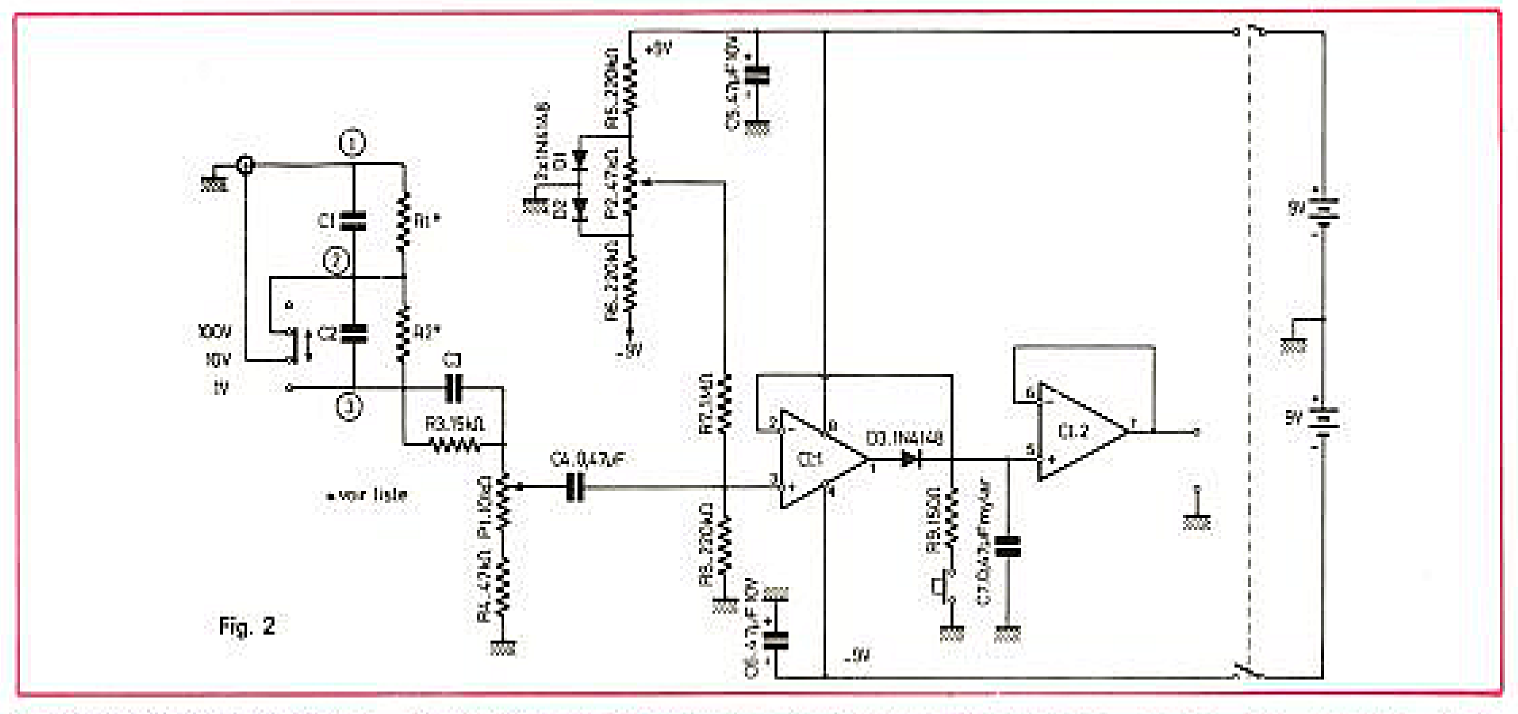


Fig. 2

rer, à partir de cet adaptateur, la puissance maximale atteinte au début de chaque train d'onde. L'onde est pseudo sinusoïdale, l'erreur faite sur l'estimation sera faible. On constatera la déformation de l'onde à l'oscilloscope.

Ce voltmètre pourra aussi être mis à profit pour mesurer la puissance maximale que peut admettre, en pointe une enceinte acoustique, on utilisera aussi des trains d'onde pour éviter de surcharger thermiquement les bobines mobiles.

Schéma synoptique

Il est donné sur la figure 1. A l'entrée du montage, nous aurons un atténuateur qui permettra de disposer de plusieurs sensibilités.

Vient le diviseur par racine de deux, qui peut être fixe, mais que nous avons choisi variable, ne disposant pas du stock de résistances de précision indispensable dans un tel appareil. Le détecteur de crête détectera une seule alternance pour d'évidentes raisons de simplification. A priori, il n'y a aucune raison, avec les signaux musicaux pour que les impulsions positives soient plus petites, ou plus grandes que les négatives.

Le circuit de mémoire conservera la valeur maximale, un peu comme les thermomètres à index, un bouton de remise à zéro sera utilisé au moment de la mesure. Enfin, nous aurons l'amplificateur de sortie qui attaquera un voltmètre à courant continu ou un voltmètre digital.

Schéma de principe

Il est un peu plus complexe que le synoptique. Le montage a été rendu possible par des circuits intégrés double à très forte impédance d'entrée. Ces circuits ont en effet des transistors à effet de champ à l'entrée, ce qui permet de disposer d'une impédance d'entrée de 10^{12} (un million de million) ohms. Cette particularité sera mise à profit pour assurer la fonction mémoire. Comme cet étage est, de surcroît, monté en suiveur, son impédance d'entrée sera encore plus grande. Pratiquement, le condensateur se déchargera par le courant inverse dans la diode D_3. Une mémoire de plus longue durée peut être possible, à ce moment, il faut utiliser un interrupteur qui élimine la diode (voir en fin d'article). Il va de soi que l'on devra utiliser une diode à très faible courant de fuite, une diode silicium s'impose. Avec les composants utilisés ici, nous avons une décroissance de l'ordre de 1 dB par minute, ce qui laisse le temps de relever la valeur maximale. On pourrait aussi envisager un système d'échantillonneur bloqueur, effectuant une comparaison entre l'entrée et la sortie et commandant un interrupteur automatique (commutateur analogique), qui entrerait en service, chaque fois que la valeur de la tension de crête serait supérieure à celle de la tension emmagasinée par le condensateur. Ce système remplacerait avantageusement la diode. Nous sommes restés simples...

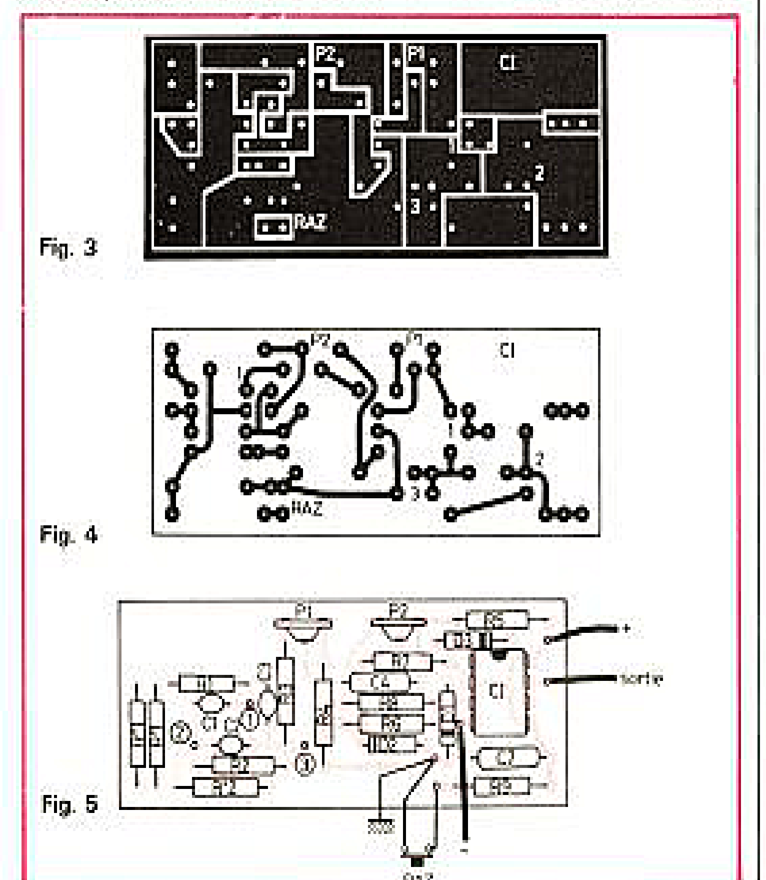


Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

Le réseau d'atténuation a reçu une compensation que nous proposons pour les puristes. La réponse en fréquence du montage n'est pas rigoureusement linéaire, une chute est constatée dans l'aigu. Ces condensateurs, serviront à assurer une préaccentuation dans l'extrême aigu. Ils seront déterminés expérimentalement. Nous ne les avons pas jugés indispensables.

Le sélecteur d'entrée est un inter à trois positions. Le potentiomètre P_1 ajuste le rapport d'atténuation, si vous désirez une lecture de crête, vous

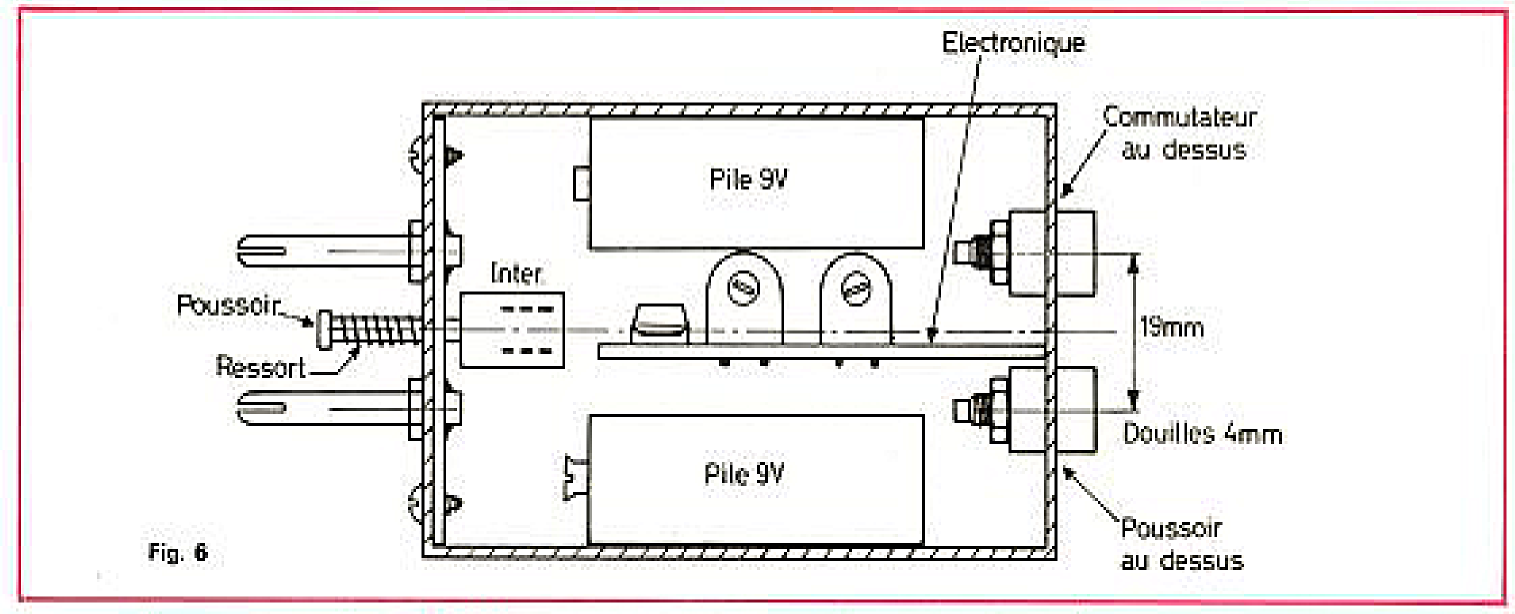


Fig. 6

entrerez directement sur le condensateur C_4. Le condensateur isole la composante continue. Un dispositif de polarisation est utilisé ici pour compenser la tension d'offset des amplis opérationnel, cette tension d'offset entraînant une erreur dans les faibles tensions. Avec ce réglage, la tension d'offset peut être amenée à moins du millivolt.

Le réseau de polarisation est constitué de deux résistances de butée, de deux diodes qui servent à minimiser l'influence de l'usure des piles sur la tension d'offset.

R_7, R_8 constituent un pont diviseur servant à « démultiplier » le potentiomètre P_2.

La diode D_3 assure la détection, R_9 réduit l'usure des contacts du poussoir, en limitant le courant de pointe. C_7 assure la mémoire.

Réalisation

Le circuit imprimé a été installé dans un boîtier de diapositives moulé, n'importe quel boîtier de mêmes dimensions (85 x 53 x 33) fera l'affaire. Ce boîtier est conçu comme un adaptateur, il se monte directement sur le contrôleur ou le voltmètre. Pour simplifier la mise en route, nous avons utilisé un interrupteur commandé par la mise en place du boîtier sur l'instrument de mesure.

Deux fiches bananes de 4 mm sont installées à un bout du boîtier, deux douilles de l'autre.

Les circuits imprimés sont représentés sur les figures 3 et 4, l'un selon la méthode classique (photogravure) l'autre, méthode anglaise mieux adaptée à un usinage mécanique.

Bien respecter la polarité de la diode et du circuit intégré. Si la diode est montée à l'envers, on détectera les pointes négatives, la déviation sera inverse. Si le circuit intégré est soudé à l'envers, il chauffera : Ne pas le laisser trop longtemps et il pourra reprendre du service...

Les figures 6 et 7 donnent la disposition des composants dans le boîtier, on s'inspirera également des photos. L'inverseur utilisé ici est un composant de « récupération », on pourra utiliser un inter-double miniature à glissière de Jeanrenaud. Libre à vous d'adapter la réalisation à vos composants. Les condensateurs de découplage de l'alimentation sont directement soudés sur l'interrupteur, côté circuit (et non piles).

La figure 7, donne le plan de la plaque porte fiches, elle est réalisée en circuit imprimé verre époxy, les fiches seront soudées sur ce circuit maintenu à l'intérieur de la boîte par deux vis.

Un couvercle bien ajusté, découpé dans du plexi ou du verre époxy, fermera le boîtier et améliorera la rigidité du système.

Mise au point

Une fois le montage alimenté, on déchargera le condensateur (poussoir), on court-circuitera l'entrée et on réglera P_2 pour éliminer la composante continue résiduelle. Ensuite, on enverra sur l'entrée une tension alternative sinusoïdale de 1 V d'amplitude (valeur efficace), et on réglera P_1 pour lire 1 V sur le contrôleur ou le voltmètre digital.

Un réglage approximatif peut être fait en envoyant directement sur l'entrée 3 une tension positive mesurée sur le calibre continu de l'instrument de sortie. Dans ce cas, il n'y aura pas de compensation d'offset, on admettra une

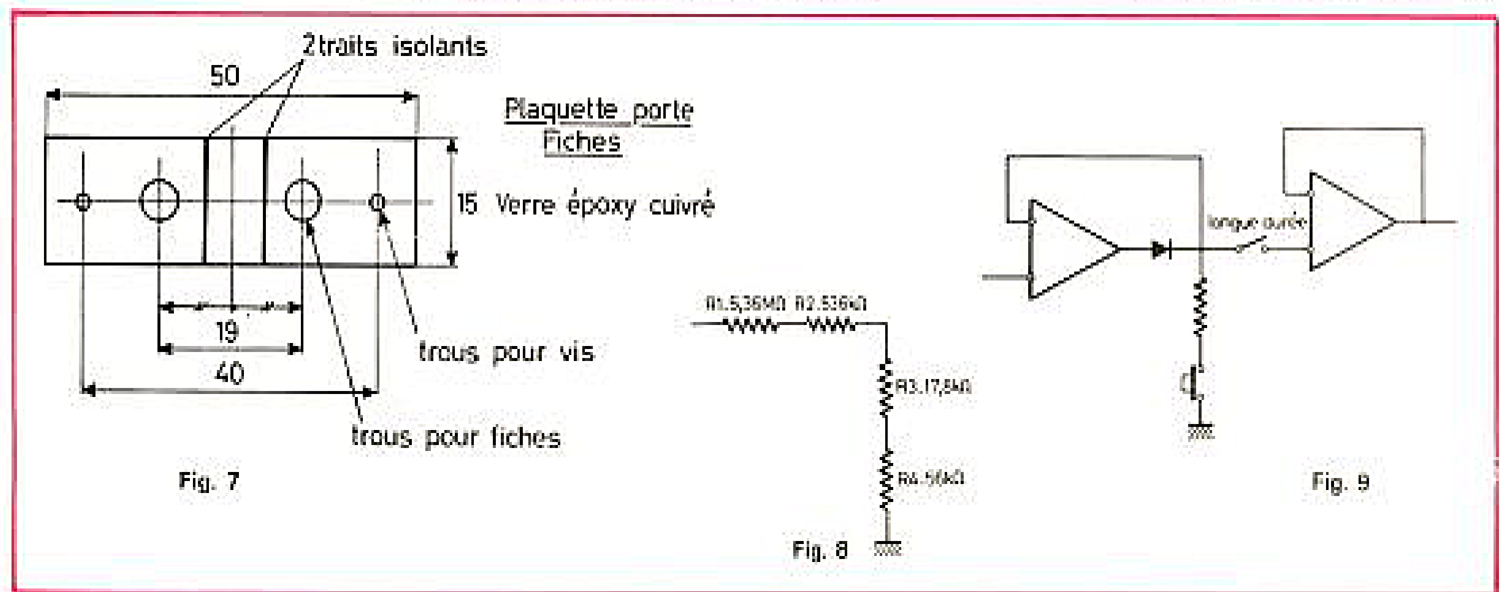
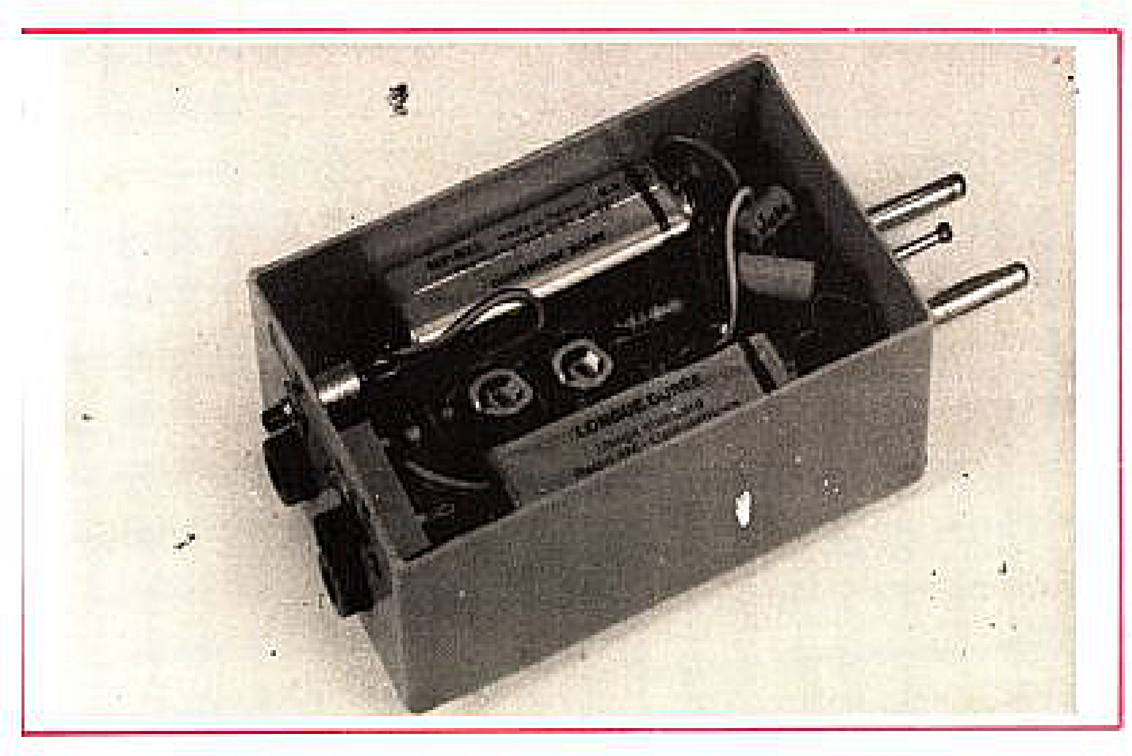


Fig. 7

Fig. 8

Fig. 9



légère erreur. Detoute façon, on se souviendra que la précision ne peut être meilleure que celle de l'instrument « étalon » utilisé.

La valeur des résistances de l'atténuateur sera déterminée expérimentalement en injectant à l'entrée une tension connue...

La figure 8 donne les valeurs d'un atténuateur à résistance fixe, assurant le rapport racine de deux et la variation de sensibilité d'entrée.

En 9, nous avons installé un interrupteur de mémoire longue durée. Cet interrupteur peut être un inverseur à trois positions dont une fugitive, celle de remise à zéro. Au centre, nous aurons la mémoire longue, de l'autre côté, la mesure.

Étienne LÉMERY

Liste des composants

R_1 : 2,2 MΩ en parallèle sur 4,7 MΩ, en série avec 4,7 MΩ (à ajuster éventuellement)
R_2 : 470 kΩ en série avec 68 kΩ (à ajuster éventuellement)
R_3 : résistance de 15 kΩ
R_4 : résistance de 47 kΩ
R_5 : résistance de 220 kΩ
R_6 : résistance de 220 kΩ
R_7 : résistance de 1 MΩ
R_8 : résistance de 220 kΩ
R_9 : résistance de 150 Ω
C_1, C_2, C_3 : facultatifs, à ajuster (quelques pF)
C_4 : condensateur mylar 0,47 µF
C_5, C_6 : condensateurs chimiques 47 µF/ 10 V
C_7 : condensateur mylar 0,47 µF (ou plus)
P_1 : potentiomètre ajustable 10 kΩ
P_2 : potentiomètre ajustable 47 kΩ
D_1, D_2, D_3 : diodes 1 N 4148
CI_1 et CI_2 : circuit intégré double, TL 082 CP Texas Instruments.

ADAPTEZ CETTE MIRE DE CONVERGENCE A VOTRE JEU T.V.

POUR une somme plus que modeste, avec un minimum de composants, vous pouvez obtenir une superbe mire de convergence et de pureté. Quadrillage de barres fines blanches ou image blanche, synchronisée en 625 lignes. Chaque ligne horizontale n'est qu'une seule ligne de balayage très stable, sans sautillement d'une ligne à une autre.

Cette mire est réalisée à partir d'un jeu vidéo, utilisant un circuit AY 3-8500 ou 8550, dont elle utilise le convertisseur UHF. Elle n'est constituée que de trois circuits intégrés C.MOS très courants et bon marché (CD 4011) de quelques résistances, six condensateurs et deux diodes, enfin un tout petit circuit imprimé avec quatre mini-ajustables. Le prix de revient reste inférieur à 50 F.

La version originale permet de passer brutalement grâce à un inverseur situé sur le boîtier de l'appareil de la fonction « mire » à la fonction « jeux ».

Fonctionnement du montage

L'ensemble du montage se branche sans problème sur l'alimentation du jeu existant soit de 7,5 V à 9 V.

Les barres horizontales (fig. 1)

Les tops de synchronisation trame et ligne, en lancée négation, sortent du circuit AY 3-8500 par la PIN n° 16. Ils sont inversés par une porte NAND (n° 1). A la sortie de cette porte via une résistance de 4,7 kΩ ils sont transmis à la base d'un transistor BC 108. Ce transistor est bloqué au repos (en statique) par la résistance de 1 kΩ. De plus, avec un condensateur de 22 nF la résistance 4,7 kΩ forme un circuit intégrateur qui élimine les fréquences élevées : soient les TOPS ligne. Donc seuls les tops trame, en lancée positive, débloquent le transistor et sur son collecteur on retrouve alors ces tops trame en lancée négative.

Les deux portes NAND 8 et 9 forment un oscillateur dont la fréquence peut être réglée par P_2 ; cet oscillateur est synchronisé par les tops trame présents sur le collecteur du transistor et appliqués sur la deuxième entrée de la porte n° 8. A la sortie de la porte n° 9 on obtient des créneaux à une fréquence multiple de la fréquence trame. Le condensateur de 22 nF et la résistance ajustable P_4 forment un circuit différentiateur dont le θ (la constante de temps) est réglable par P_4.

La porte n° 10 est polarisée positivement à son entrée par P_2 et seule l'impulsion négative de différentiation pourra modifier son état et cela, pendant un temps qui sera fonction de P_4. Ainsi en sortie de porte n° 10, on obtiendra des impulsions fines et positives dont l'épaisseur pourra être modifiée par P_4. Ces impulsions seront en fait les barres horizontales de notre mire.

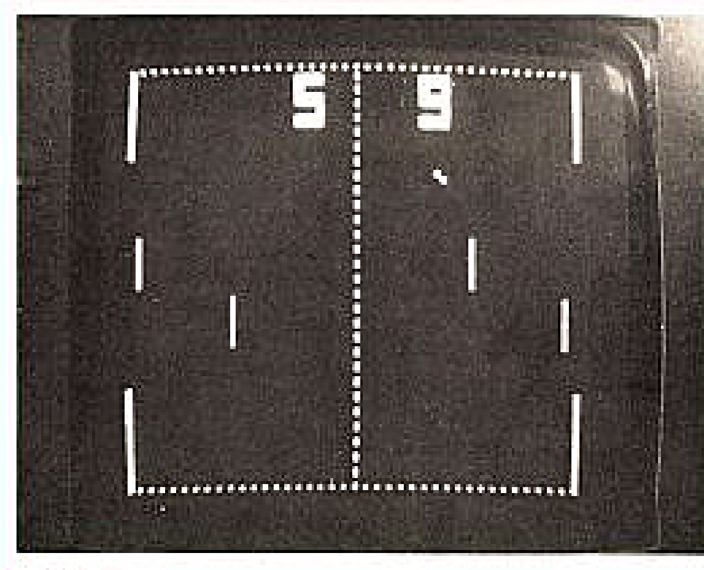
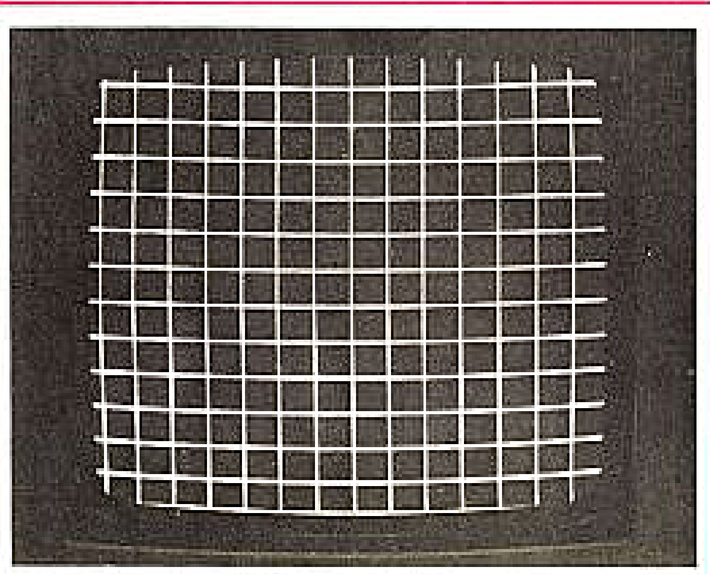


Photo 1


Photo 2

+7,5 V ou 8 volts — vers jeu

Nbre de barres verticales — Nbre de barres horizontales — Epaisseur des barres — Barres V — Barres H. — Barres V+H — Vidéo Mire — Sortie "B" vers jeu — Pureté Blanc + Raquettes — Sortie "S" vers jeu — Arrivée Synchros L + T pin n°16 de l'AY3.8500 — Tops Synchros Ligne + Trame — Vidéo Composite Sortie "V" Vers Mod. UHF — 12 Portes NAND 2 Entrées en 3 boîtiers CMOS 4011 — CD4011 (vu de dessus)

MIRE de CONVERGENCES + PURETE

Fig. 1

Les barres verticales

A la sortie de la porte n° 1 les tops synchro lignes et trame sont présentés à l'entrée de la porte n° 2. Elle fonctionne en inverseur et ainsi on retrouve en sortie de la porte n° 2 les tops synchro ligne + trame en lancée négative. Ils sont transmis à l'entrée de la porte n° 4 qui forme avec la porte n° 5 un oscillateur dont la fréquence peut être réglée par P_1. Les tops, à l'entrée de la porte 4, permettront de le synchroniser. Cet oscillateur fonctionne à un multiple de la fréquence ligne et il va générer les barres verticales, leur nombre pourra être réglé par P_1. A la sortie de la porte 5 on retrouve un circuit différentiateur identique à celui de tout à l'heure (aux valeurs près) et donc en sortie de la porte n° 6, on obtient des impulsions positives dont la finesse peut être modifiée par P_3 et qui sont les barres verticales.

Mélange

Grâce aux portes n° 7 et n° 11 les impulsions positives sont inversées afin d'être mélangées dans la porte 12. Ainsi l'ensemble des portes 7, 11, 12, devient une porte « OU » et en sortie de la porte 12 on obtient un mélange de barres verticales et horizontales en lancées positives.

Grâce à la « matrice » de résistances, on mélange ces impulsions vidéo barres (résist. 10 kΩ) avec les tops trame et ligne issus de la porte n° 2 (résistance 18 kΩ), le tout sur une résistance de masse de 10 kΩ. On obtient ainsi la vidéo composite.

Position « pureté »

La position mire en « pureté » correspond en fait à une image blanche synchronisée, donc il suffit par exemple de mettre au potentiel 0 (soit masse) l'entrée de la porte n° 10 pour avoir : la sortie porte 10 au + et la sortie porte 11 au potentiel 0 V donc, la porte 12 au + en sortie, c'est-à-dire vidéo maxi blanche. Pour ce faire, on peut utiliser le même interrupteur de mise à la masse du point PIN n° 13 (hauteur

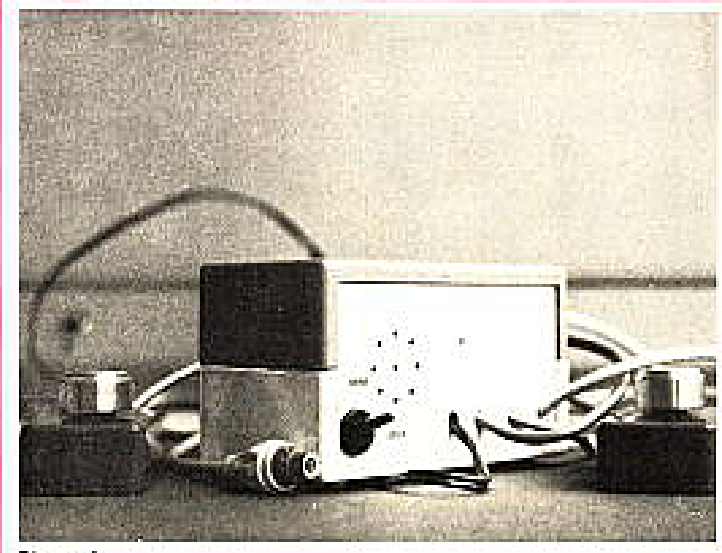



Photo 3

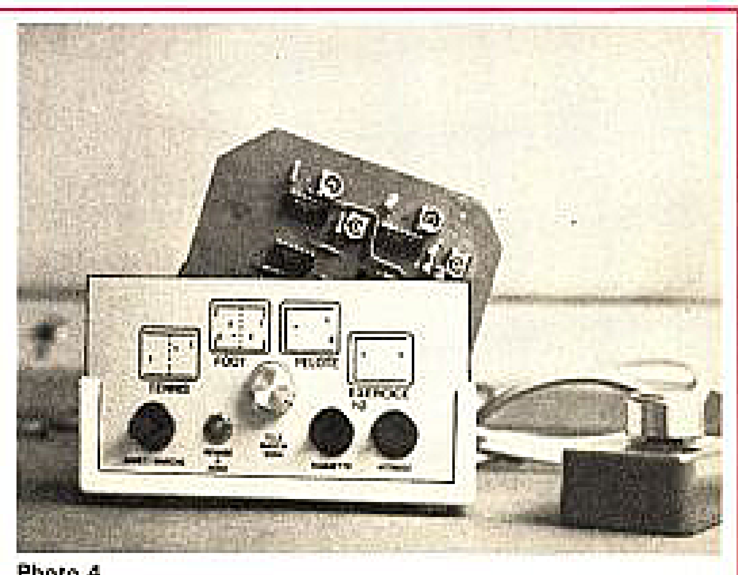


Photo 4

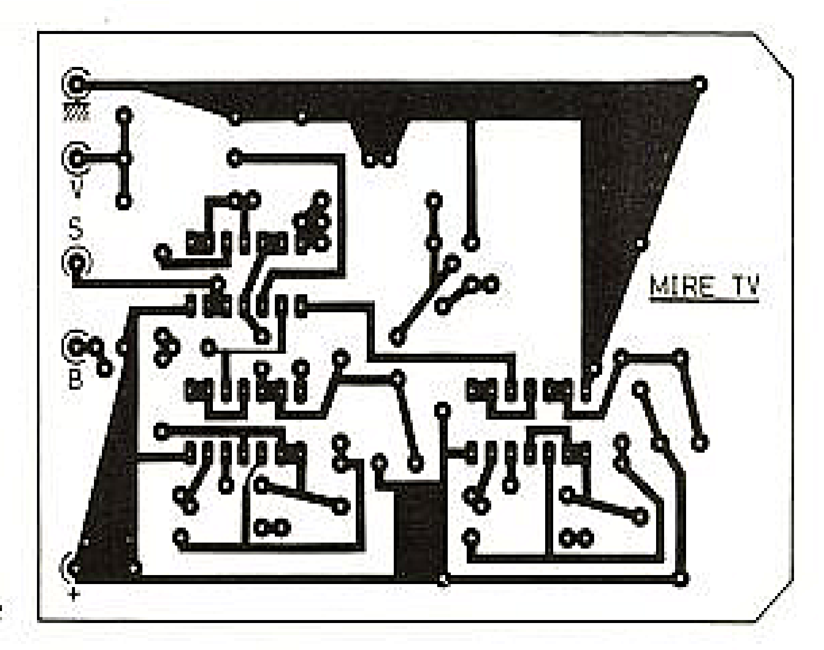


Fig. 2

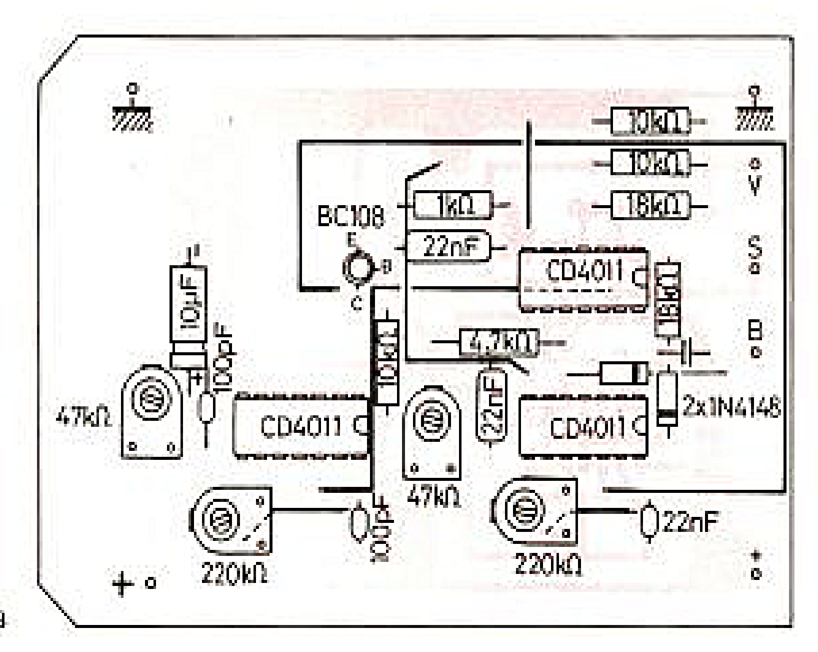


Fig. 3

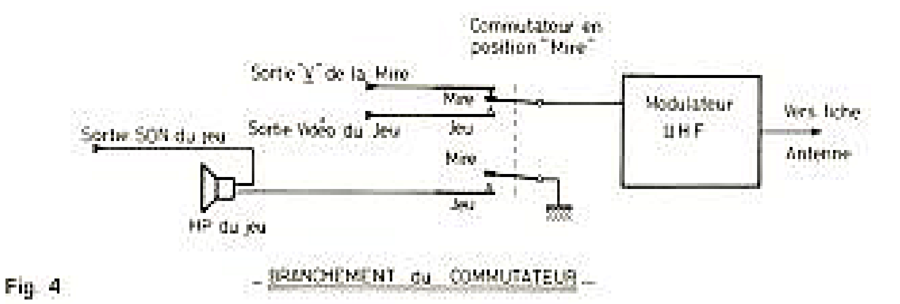


Fig. 4

— BRANCHEMENT du COMMUTATEUR —

Liste des composants

Résistances

1 x résistance 1 kΩ
1 x résistance 4,7 kΩ
3 x résistances 10 kΩ
1 x résistance 18 kΩ
1 x résistance 22 kΩ

Condensateurs

3 condensateurs 22 nF
2 condensateurs styroflex 100 pF
1 condensateur 1,5 nF

Semi-conducteurs

1 BC 108
ou BC 238
ou équivalent

Potentiomètres

2 ajust. 220 kΩ
2 ajust. 47 kΩ

Circuit intégré

3 boîtiers C.MOS 4011
1 commutateur 2 positions double inverseur
1 circuit imprimé 7 cm × 10 cm environ.

requettes) de l'AY 3-8500, à condition de placer en série la diode 1N4148.

Circuit R.C. diode, additif au générateur de barres horizontales

Remarque

Dans une mire « analogique » simple, le problème de la barre horizontale est le plus difficile à résoudre ; car si l'on veut obtenir une barre horizontale dont l'épaisseur est une seule ligne (ce qui est nécessaire pour aboutir à un bon réglage de convergence sur un T.V.C.), le générateur de barres horizontales ne sera pas capable simplement de nous placer ces créneaux en plein sur une ligne et à tous les coups ! (Ainsi, on risquera de voir notre ligne blanche se déchirer ou sauter de haut en bas d'une ligne sur une autre).

Grâce à la porte n° 3, l'ensemble des tops est inversé et se trouve ainsi en lancée positive. Grâce à la diode 1N4148, dosé par la résistance de 18 kΩ il est appliqué entre les portes 8 et 9 et ainsi le générateur de barres horizontales sera tributaire de la synchro trame (entrée porte 8) et de la synchro ligne (entrée porte 9 en positif). Ainsi les barres horizontales ne seront générées que sur des lignes de balayage. A remarquer : un condensateur de 1,5 nF entre anode diode et masse, destiné à éliminer un peu les retours de commutation des portes 8 et 9 lors des basculements afin de ne pas troubler les tops ligne et trame de synchro (ce condensateur n'est pas toujours nécessaire, il n'est donc qu'éventuel !).

Câblage et mise en route

Le câblage est très simple (fig. 2 et 3) et le montage devra fonctionner du premier coup. Placer le commutateur en position jeu et s'assurer que le

jeu fonctionne toujours correctement. Passer alors en position mire. Le son doit se couper et une mire quadrillée doit apparaître. Régler d'abord le nombre de barres verticales suivant le goût personnel (une douzaine de barres permet un réglage de convergence très précis), puis régler leur épaisseur, la plus fine possible bien entendu.

Ensuite, régler le nombre de barres horizontales pour avoir des carrés au centre de l'écran, sur un téléviseur déjà correctement réglé et sans sautillement. Régler alors l'épaisseur afin de n'obtenir qu'une seule ligne de balayage allumée, pour une barre horizontale. On verra une découpe verticale de toutes les barres horizontales à la fois se déplacer dans le sens horizontal sous l'action de ce réglage d'épaisseur : on agira sur ce potentiomètre ajustable afin de placer cette découpe à droite (dans la partie vidéo réservée au blanking et au top ligne donc invisible). Ainsi l'image quadrillée restera stable et ne nécessitera pas d'autres retouches. S'assurer que l'image devient bien blanche en manœuvrant l'interrupteur « raquettes ».

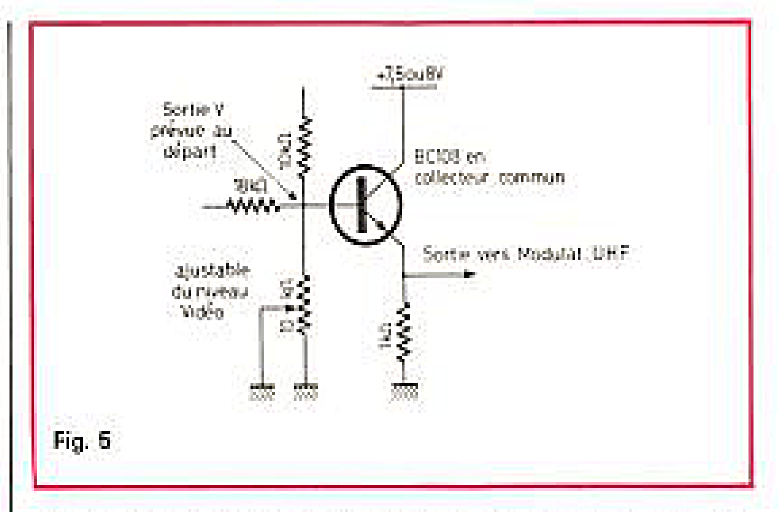
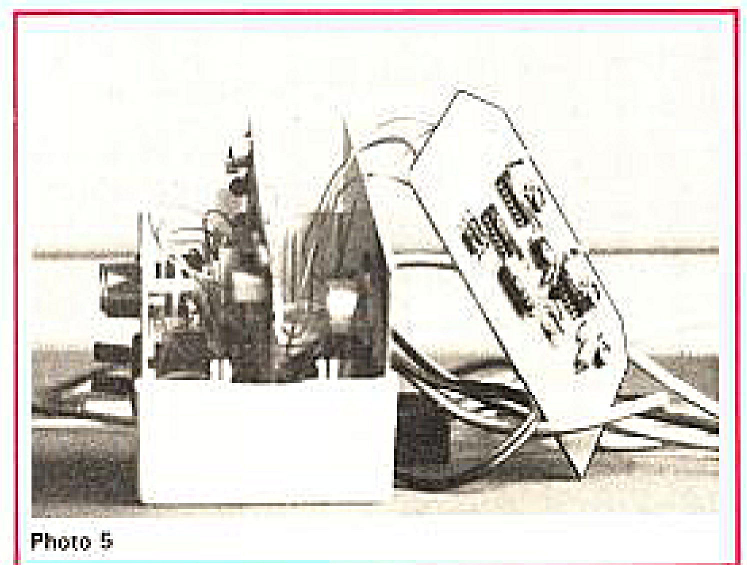


Fig. 5


Photo 5

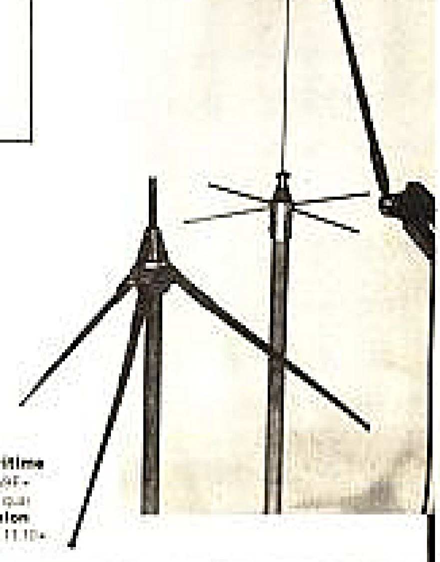
Nous avons tenu à ne réaliser qu'une mire très simple et très économique (25 F de matériel environ).

Il est bien sûr facile de la compliquer très légèrement pour obtenir des barres noires ou une mire de points ou un damier. Nous ne pensons pas que ces genres de mires soient beaucoup plus intéressantes d'ailleurs.

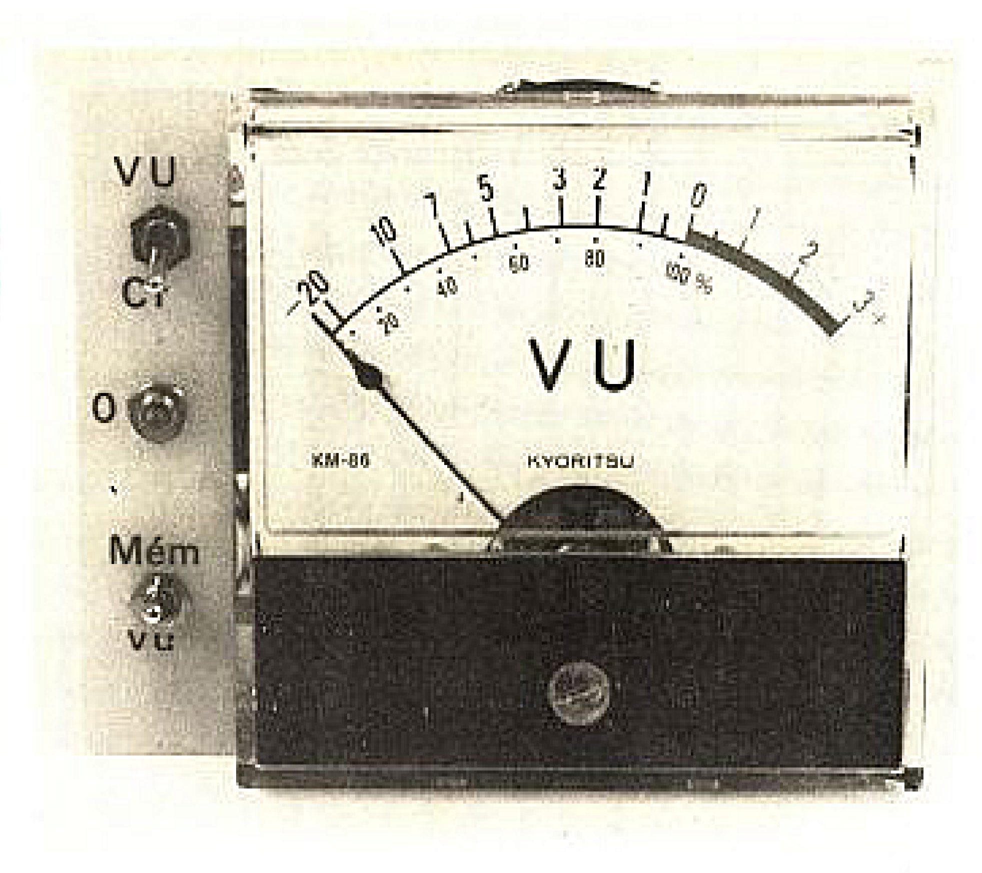
Adaptation Remarque

Certains jeux peuvent comporter un modulateur UHF qui est prévu pour être attaqué par des signaux vidéo à plus basse impédance. Dans ce cas nous proposons la modification de la figure 5 à apporter à la sortie « V » vidéo mire (le cas doit être rare).

M. BOLLARD



VUMETRE CRETEMETRE A MEMOIRE



CE montage est une application d'un double amplificateur opérationnel, il utilise des circuits intégrés à haute impédance d'entrée comme élément permettant d'obtenir une mémoire. Cet appareil de réalisation simple est destiné à être installé devant un Vumètre dont il utilisera le cadran avec ses graduations d'origine. Nous avons conservé le Vumètre dans son intégralité, c'est-à-dire que le redresseur qui se trouve à l'intérieur y reste pour que la non-linéarité des graduations soit conservée (graduation resserrée à l'origine).

La double fonction de crêtemètre et de Vumètre est obtenue par commutation. Dans notre réalisation, la plaquette de commande des fonctions est installée sur le côté d'un Vumètre KM 86, d'origine japonaise.

Un interrupteur sert à passer de la fonction Vumètre à la fonction crêtemètre, un poussoir remet l'aiguille à zéro, un second interrupteur change la constante de temps du circuit de mémoire de crête.

La mémoire de longue durée donne un signal décroissant de 1 dB en une minute, alors qu'avec la résistance de décharge, cette décroissance se fait en une seconde (valeurs approximatives).

L'indication de crête est utile pour faire des enregistrements sur bande magnétique, elle indique le seuil à ne pas dépasser pour éviter la saturation. Le crêtemètre réagit très vite et enregistre des transistoires même très brefs. Le vumètre répond à certaines normes balistiques, son équipage mobile excité par une tension doit monter à sa valeur nominale en un temps donné. L'inertie de l'aiguille fait que les crêtes ne sont pas indiquées. Par contre, le Vumètre donnera une idée du volume sonore de l'enregistrement. Les deux instruments, crêtemètre et vumètre, sont complémentaires. Le crêtemètre est un instrument plus sûr que le Vumètre en enregistrement, mais, en sonorisation, le Vumètre prend le dessus.

La mémoire sert à éliminer l'inconvénient de la relative lenteur de réponse de l'aiguille. Comme la tension est mise en mémoire, l'aiguille pourra prendre tout son temps pour atteindre la valeur finale e[t] indiquer la bonne valeur.

La mémoire sera mise à pro[fit] pour régler les commande[s] de niveau d'enregistremen[t]. L'aiguille se fixera au nivea[u] maximal de la musique, il suf[fi]ra donc de commander l[e] potentiomètre d'une valeu[r] connue pour que l'enregistre[ment] soit fait dans les condi[tions] optimales.

Le montage se compos[e] d'un redresseur une alter[nance], chargeant un conden[sateur]. La tension du conden[sateur] est transmise à un étag[e] amplificateur, qui adapte l[a] sensibilité du galvanomètre [à] celle d'entrée du montage.

En fonction Vumètre, le gal[vanomètre] sera alimenté pa[r] une tension redressée mono [alternance]. Le redresseu[r] interne se comportera comm[e] une résistance non-linéaire, [il] ne jouera pas de rôle redres[seur]. La sensibilité du modèl[e] utilisé est insuffisante pour un[e] attaque directe (elle convien[drait] avec un redressemen[t] double alternance). Par contre en mesure de crête, nou[s] enverrons une tension conti[nue]. Il sera donc indispensabl[e] d'ajouter une résistance e[n]

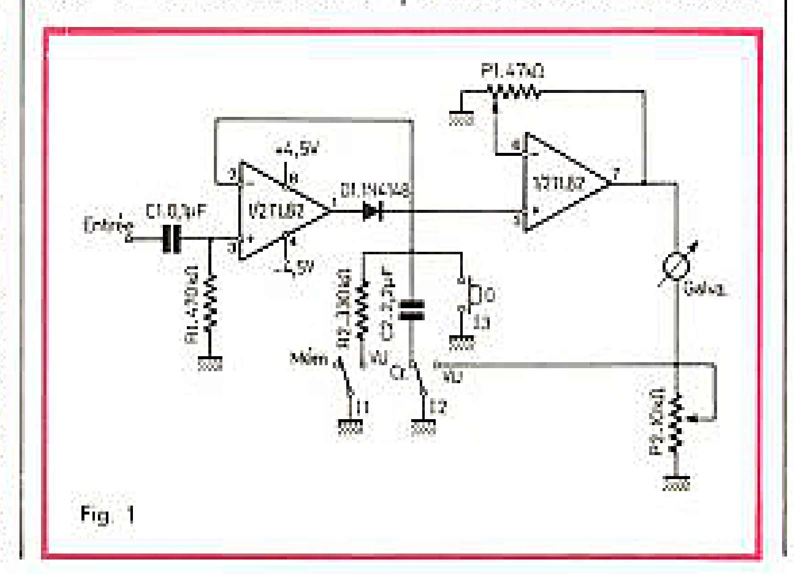


Fig. 1

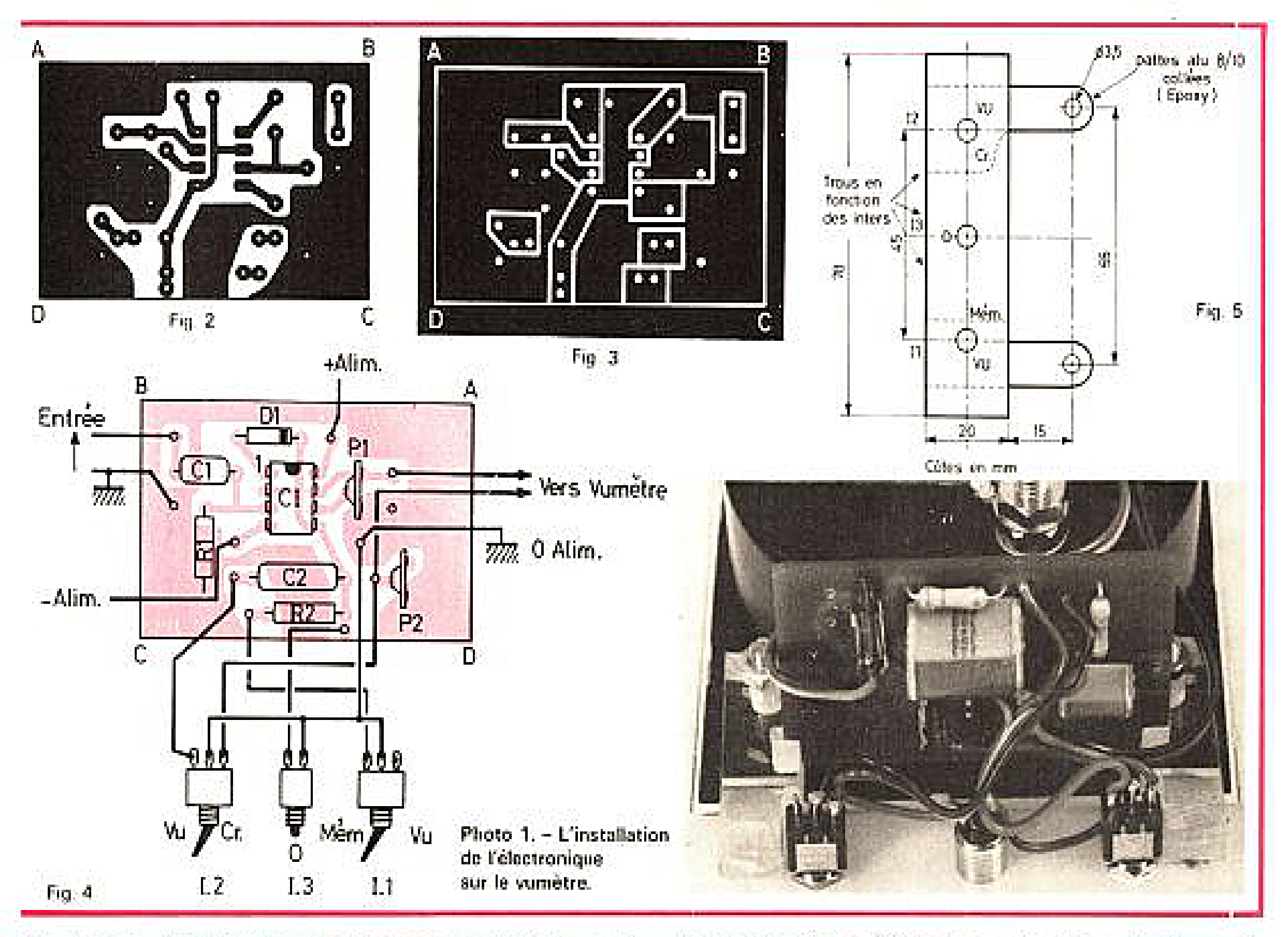


Photo 1. – L'installation de l'électronique sur le vumètre.

ərie avec le galvanomètre our réduire sa sensibilité lors u fonctionnement en crête-iètre.

L'entrée se fait en alternatif, condensateur C_1 élimine les omposantes continues. La ısistance R_1 polarise l'entrée on inverseuse du premier mplificateur opérationnel. Ici, ous n'avons pas prévu de ompensation, de tension offset, la précision exigée est pas très importante et il y toujours moyen de régler le əro par l'intermédiaire de la s du galva.

La diode D_1 assure le redres-ement, la contre-réaction est rise sur sa cathode pour la ansformer en une diode par-ite...

Le condensateur C_2 assure mise en mémoire, la résis-ınce R_2 sert dans deux cas : la écharge de C_2 pour le fonc-onnement en crêtemètre et e résistance de charge de D_1 our la fonction Vumètre. 'impédance d'entrée de étage de sortie est très élevée, courant dans la diode est onc pratiquement nul. La diode se comporterait donc en résistance non linéaire aux caractéristiques mal définies. Les 330 000 Ω de R_2 suffisent à assurer le fonctionnement prévu.

L'interrupteur I_2 a son point commun à la masse, il met le condensateur C_2 à la masse en fonction crête, tout en mettant en service la résistance P_2. Pour la version Vumètre, il n'y a plus de mémoire et P_2 est court-circuité.

Le poussoir I_3 déchargera le condensateur avant chaque mesure.

Réalisation

Le circuit imprimé est donné sur les figures 2 et 3. L'implantation et le câblage sont donnés figure 4. Le montage est simple, peu d'erreurs sont à craindre, si le Vumètre est monté à l'envers, il déviera dans le bon sens : un redresseur à double alternance l'équipe.

La mise au point se fait en branchant un générateur audio à l'entrée. On mettra l'appareil en fonction Vumètre pour régler le gain de l'étage de sortie (ne pas oublier de basculer I_1 pour mettre la résistance R_2 en service). Pour la fonction crête, on peut maintenant agir sur P_2.

Le circuit imprimé sera monté sur le côté du Vumètre, le dessin de la figure 5 donne les cotes de la plaquette de fixation des interrupteurs pour le Vumètre Kyoritsu KM 86 (encombrement de la façade 78 x 86 mm). La plaquette est en plexiglass et les pattes en tôle d'alu. L'électronique sera mise soit derrière le Vumètre, soit derrière la plaquette. L'entr'axe des pattes de fixation correspond à celui des vis du Vumètre, si vous utilisez un autre modèle, rien ne vous empêchera de modifier ces cotes.

Ce montage peut s'utiliser avec d'autres galvanomètres, même sans redresseur interne. Dans ce cas, on respectera la polarité indiquée par le constructeur (– à la masse et + vers la sortie de l'amplificateur opérationnel).

Le galvanomètre peut aussi être remplacé par une échelle de diodes électroluminescentes, mais la fonction VU n'est plus assurée.

Etienne LÉMERY

Liste des composants

R_1 : résistance de 470 kΩ
R_2 : résistance de 330 kΩ
P_1 : potentiomètre ajustable de 47 kΩ
P_2 : potentiomètre ajustable de 10 kΩ (modèles miniatures pour P_1 et P_2).
C_1 : condensateur mylar 0,1 µF.
C_2 : condensateur mylar 2,2 µF
D_1 : diode silicium 1 N 4148
Circuit intégré : TL 082 CP de Texas Instruments
I_1 : inter simple
I_2 : inverseur simple
I_3 : bouton poussoir type N-O
Galvanomètre, circuit imprimé (ou Véroboard), plexiglass, etc.

Réalisez :

UN TESTEUR D'ETATS LOGIQUES A TROIS ETATS LE « TRILOGIC »

LE moyen le plus fréquemment rencontré pour tester et visualiser les états logiques dans nos montages consiste à utiliser des testeurs à diodes LED qui indiqueront, par exemple, un niveau logique « haut » pour la diode LED allumée et un niveau logique « bas » dans le cas contraire. C'est en particulier ce fonctionnement que nous obtiendrons avec le « témoin logique » dont nous rappelons le schéma sur la figure 1.

Aujourd'hui, en plus des circuits intégrés logiques classiques, comme la TTL, nous rencontrons plus souvent des circuits dits à « trois-états ». Rappelons que la caractéristique de ces circuits est de pouvoir présenter sur les sorties les niveaux logiques résultant de la fonction qu'ils remplissent, mais également de pouvoir placer ces mêmes sorties dans un état de haute impédance sous l'action d'une commande appropriée. Dans cet état, nous pouvons pratiquement considérer la sortie comme « déconnectée » de la ligne à laquelle elle est reliée. Cette disposition permet, moyennant une logique de contrôle appropriée, de raccorder un grand nombre de sorties de circuits entre elles sans danger ni perturbation pour les CI.

Il nous est apparu que la vérification de la mise au point de montages comportant des sorties à trois états serait facilitée, sinon plus sûre, si le test

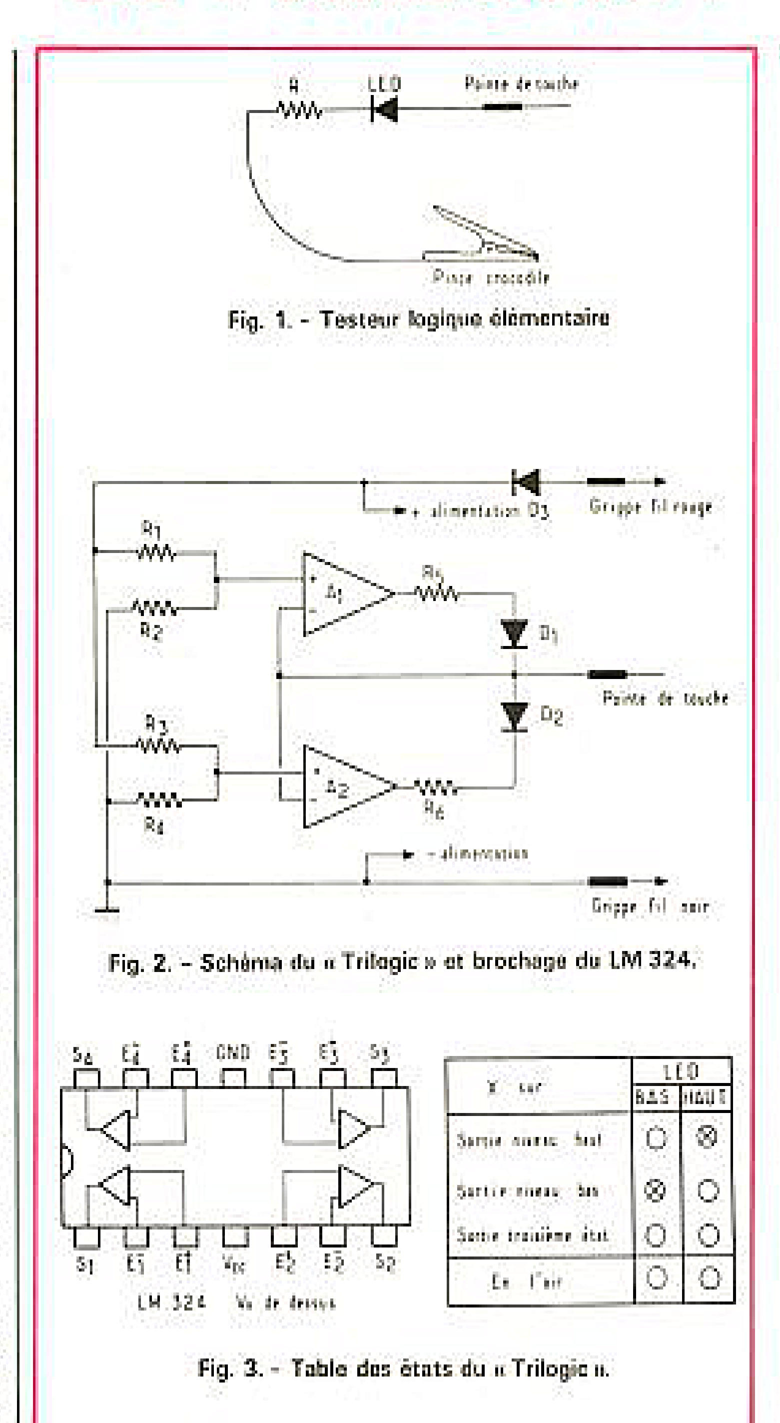


Fig. 1. - Testeur logique élémentaire

Fig. 2. - Schéma du « Trilogic » et brochage du LM 324.

X sur	LED BAS	LED HAUT
Sortie niveau haut	○	⊗
Sortie niveau bas	⊗	○
Sortie troisième état	○	○
En l'air	○	○

Fig. 3. - Table des états du « Trilogic ».

de cet état était possible, c'est pourquoi nous avons réalisé le « Trilogic », testeur de niveaux logiques à trois états.

Le schéma du montage est donné sur la figure 2. Nous voyons qu'il est essentiellement constitué d'un circuit intégré analogique, quadruple amplificateur opérationnel LM 324 dont nous n'utiliserons que la moitié. Le choix de ce CI est dû au fait qu'il ne nécessite qu'une seule tension d'alimentation et qu'il a de bonnes performances sous cinq volts. N'importe quel autre CI pourra faire l'affaire sous réserve de la condition ci-dessus.

Sur le schéma de la figure 2, nous voyons que le point noté X correspond à la fois à la pointe de touche du testeur et aux entrées inverseuses des deux ampli-OP. Les deux entrées non-inverseuses des mêmes amplificateurs voient leurs potentiels fixés par les réseaux diviseurs R 1, R 2 et R 3, R 4. Pour une alimentation de 5 V, ces potentiels sont de l'ordre de 2,5 V et 0,8 V. Nous remarquerons également que les amplificateurs ne comportant pas de contre-réaction de la sortie vers l'entrée, auront un très grand gain et se comporteront comme des comparateurs à seuil, ces derniers étant fixés par les potentiels des entrées non-inverseuses.

Lorsque l'entrée X est placée à un potentiel inférieur à 0,8 V la sortie de l'ampli-OP A 2



Fig. 4. – L'étui avant les opérations de chirurgie...

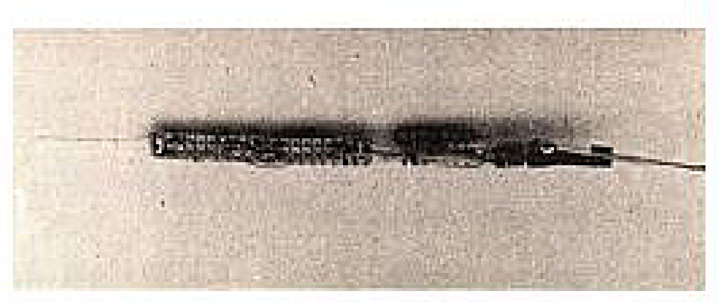


Fig. 6. – ...et côté face...

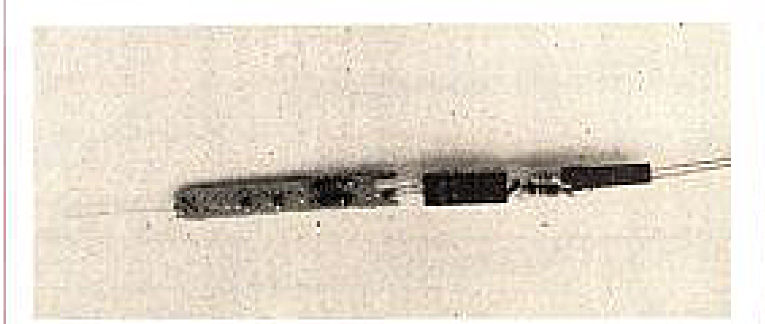


Fig. 5. – ...recevra le testeur, côté pile...



Fig. 7. – Détail du « wrapping » sur les pattes du C.I.

dont l'entrée non-inverseuse est placée à 0,8 V, est à environ 4 V. A fortiori, la sortie de A 1, dont l'entrée non-inverseuse est, elle, à 2,5 V, sera également à environ 4 V. Dans ce cas, la diode LED D 1 sera allumée et la diode D 2 sera éteinte.

Lorsque l'entrée X est placée à un potentiel supérieur à 2,5 V, les sorties des deux amplis-OP seront environ à 0 V et seule la diode D 2 sera allumée. En réalité, un niveau logique haut, pour une alimentation de 5 V, fournira une tension de l'ordre de 4 V.

Lorsque l'entrée X se trouvera à un potentiel compris entre les deux seuils, les diodes LED devront être éteintes.

Les seuils que nous avons choisis pourront évidemment être modifiés par modification des valeurs des diviseurs à résistances commandant les entrées non-inverseuses. Le montage fonctionnera sans problème avec des tensions d'alimentation supérieures. La limite étant celle du LM 324. En règle générale, nous prélèverons l'alimentation sur le circuit à tester.

Nous remarquerons également que les diodes LED de la figure 2 ont leur point commun – cathode-anode – relié à la pointe de touche X. Cette disposition est celle qui va nous permettre de réaliser la fonction « troisième-état ». En effet, pour qu'une des deux diodes LED soit allumée, il est indispensable que son courant de fonctionnement « aille vers » ou « vienne de » la broche en contact avec la pointe de touche X. Si la broche en question est placée en troisième-état et qu'elle présente, par conséquent une impédance très grande, le courant traversant les diodes LED sera quasiment nul et elles ne pourront pas s'allumer. Si le circuit n'est pas en troisième-état, le courant direct de la diode LED sera fourni ou absorbé par la sortie testée selon son état logique. C'est pourquoi nous avons utilisé des diodes électroluminescentes d'un type bien précis, référence MV 55 chez Monsanto, qui se contentent d'un courant nominal de 1 milliampère au lieu de la quinzaine habituellement nécessaire. Avec l'inconvénient de ne pouvoir la trouver qu'émettant dans le rouge, celà nous permettra de tester la quasi totalité des CI.

Le tableau de fonctionnement de la figure 3 résume les différents cas de figure et montre que l'ambiguïté pouvant se présenter entre « troisième-état » et « en l'air » n'est pas bien gênante.

Réalisation pratique

La réalisation pratique découle directement du boîtier ou de l'étui que nous adopterons. Pour notre part, nous avons logé notre « Trilogic » à l'intérieur du corps d'un stylo feutre usagé d'origine japonaise comme nous le montrons sur la photo de la figure 4.

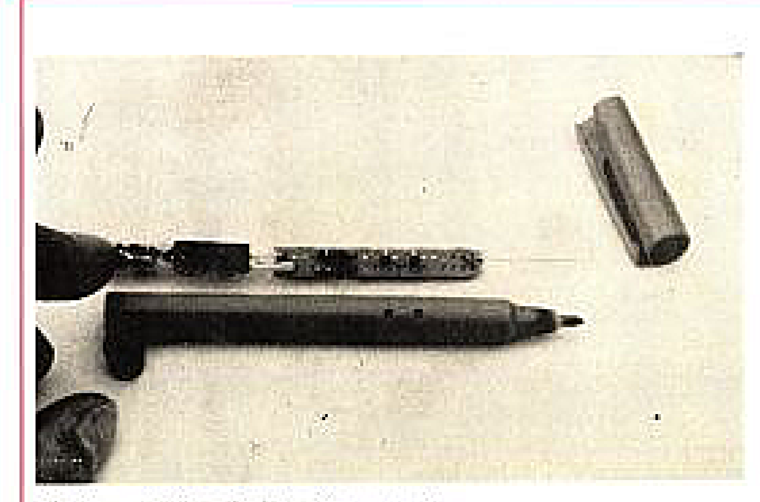


Fig. 8. – ...enfin prêt à la mise en boîte...

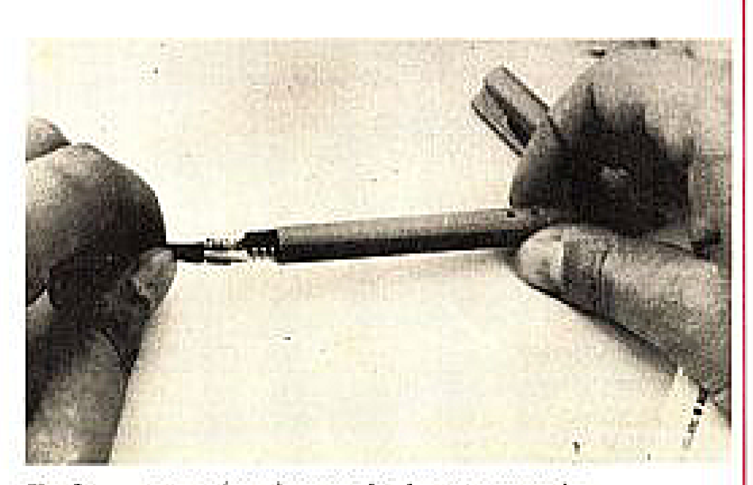


Fig. 9. – ... avec précautions car la place est mesurée.

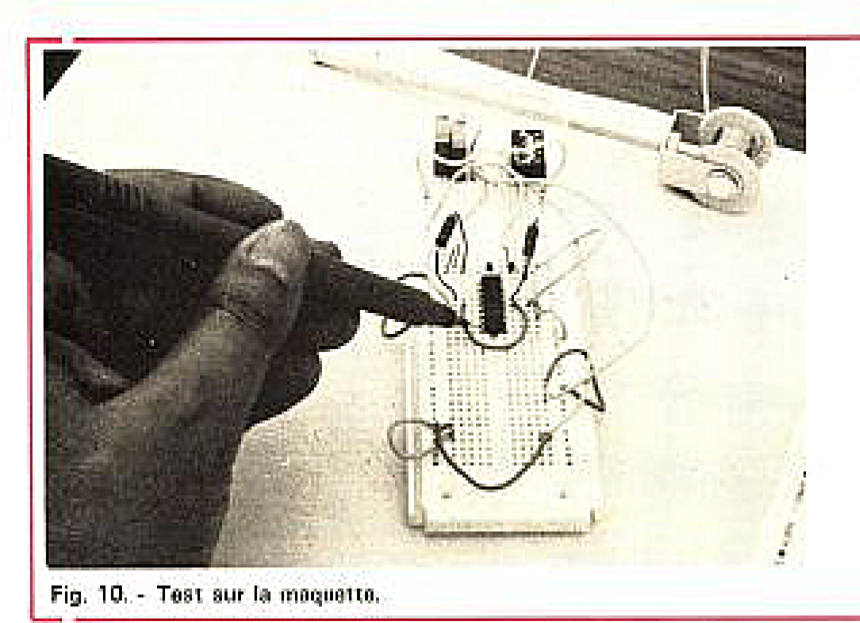


Fig. 10. - Test sur la maquette.

Fig. 11. - La diode MV 55 A (dimensions)

Deux trous ont été pratiqués pour led, deux diodes LED, lesquelles ont été disposées sur un morceau de Veroboard au pas de 2,54 mm. Le circuit intégré a été soudé directement par ses deux broches d'alimentation sur deux fils étamés de diamètre 1 mm, isolés par du souplisso téflon. Les connexions ont été le plus souvent réalisées par « wrapping » direct sur les queues des composants (diodes LED, résistances après avoir pris la précaution d'équarrir les queues) ainsi que directement sur les pattes du CI, ce qui nous donne d'excellents contacts et un câblage particulièrement compact. Avant l'insertion à l'intérieur de l'étui, nous avons soigneusement vérifié les isolements et avons replié les pattes du CI au maximum (celà rentre très juste). La diode D 3 évitera les désagréments consécutifs à une erreur d'alimentation dûe à une inversion des grip-fils qui terminent les fils d'alimentation. Les photographies des figures 5 à 9 illustrent les détails de la réalisation et la figure 10 montre l'utilisation du « Trilogic » sur le montage « maquette » qui nous a servi à effectuer la mise au point en connexion sans soudure.

Bernard DOUTREMEPUICH

Nomenclature des composants

CI : LM 324

D_1, D_2 : MU 55 A (Monsanto)

D_3 : 1 N 4148 (ou équivalent)

R_1, R_2 : 10 kΩ 1/8 W

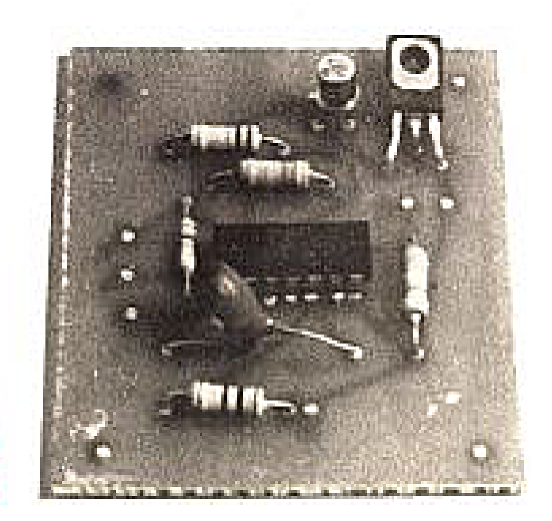
R_3 : 22 kΩ 1/8 W

R_4 : 1,8 kΩ 1/8 W

R_5, R_6 : 330 Ω 1/8 W

2 X grippe-fil : (1 rouge, 1 noir) POMONA « Grabber » réf. 3925.

POUR VOTRE VOITURE REALISEZ UN PLAFONNIER ELECTRONIQUE



A l'ouverture d'une portière avant, la lumière s'allume dans presque toutes les voitures, et, s'éteint à la fermeture ; c'est-à-dire que lorsqu'il fait nuit et froid ou qu'il pleut on est obligé de laisser la portière ouverte pour introduire la clé de contact dans la serrure.

Heureusement, l'électronique vient encore une fois à notre secours avec ce petit appareil qui permet d'allumer le plafonnier pendant une quinzaine de secondes à l'ouverture d'une porte, la lumière s'éteignant au moment où le contact est mis.

Schéma de principe (figure 1)

Le cœur du montage est un circuit intégré MOS comportant 4 portes NAND à 2 entrées.

Les 2 premières portes A et B sont montées en monostable. Au repos la sortie 4 de B est à un niveau « 1 » et la sortie 11 de D est donc à un niveau « 0 ». Les transistors T_1 et T_2 montés en darlington se trouvent donc bloqués et l'ampoule du plafonnier est éteinte.

Au moment de l'ouverture d'une portière équipée d'un contact, l'entrée 1 de A passe à « 0 », le monostable démarre et sa sortie 4 se trouve au niveau « 0 » pendant une quinzaine de secondes. La sortie 11 de D passe à « 1 » et sature les transistors T_1 et T_2, ce qui entraîne l'éclairage de l'ampoule du plafonnier. Au bout de la temporisation le plafonnier s'éteint.

Si, avant la fin de la temporisation le contact est mis, l'action de la temporisation est annulée et le plafonnier s'éteint. Il faut alors utiliser l'entrée « AUX » et lui brancher un interrupteur « plein feu » en retour de masse pour pouvoir allumer le plafonnier indépendamment du contact.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé (56 x 61) est réalisé en verre epoxy 16/10 (fig. 2). Les perçages se font avec un foret de 0,8 mm.

L'implantation des composants (fig. 3) est simple et ne doit poser aucun problème particulier. Attention au brochage du transistor T_2. L'alimentation du montage doit être prise sur une ligne directe de 12 volts.

Mise au point et montage à bord du véhicule

La mise au point est inexistante le montage ne comportant aucun réglage et aucun composant critique.

Seule la durée de la temporisation peut être modifiée à l'appréciation de l'utilisateur en jouant sur les valeurs de R_2 ou C.

Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

La figure 4 montre les différentes interconnexions à effectuer.

Avant de faire le branchement il faut bien vérifier que l'on a séparé l'ampoule du plafonnier des différents interrupteurs. Chaque véhicule ayant son branchement particulier, il nous est impossible de donner une règle générale.

Gérard GROS

Liste des composants

$R_1 = R_3 = R_4 = 470\ k\Omega$
$R_2 = 1\ M\Omega$
$R_5 = 10\ k\Omega$
$C = 22\ \mu F/\ 15\ V$
$T_1 = 2\ N\ 2222$
$T_2 = BD\ 135$
Circuit intégré CD 4011.

TESTEUR DE SEMI-CONDUCTEURS EN ET HORS CIRCUIT

CE dispositif, très simple, répond à un problème que nous nous sommes posés très souvent : le test – sans dessoudage – des transistors, diodes et triacs en circuit.

L'appareil est muni d'un socle, que l'auteur utilise pour le test hors circuit des semi-conducteurs. En l'absence de ce socle universel, sur lequel on peut fixer tous les boîtiers existant au monde – du 2N 3055 aux transistors miniatures U.H.F. – un boitier Teko, muni de trois douilles, peut parfaitement servir à tester les semi-conducteurs au bout des fils.

Pose du problème

Il s'agit, comme l'indique la figure 1, d'appliquer un test complet pouvant indiquer, si le transistor ou thyristor a ses jonctions encore entières, s'il tient encore une certaine tension inverse, si le gain existe, etc. Sur l'exemple des figures 1a et 1b, nous illustrons un transistor qui pourrait être celui d'un étage final ou préfinal d'un amplificateur-trames de téléviseur. Il est généralement polarisé par une résistance R_B. Son émetteur pourrait être découplé par un groupe R_E, C_E et son collecteur, dans le pis des cas, être relié en continu, à la tension d'alimentation, directement. Cette tension d'alimentation s'obtient d'un pont de diodes de redressement – P.O. – dont le filtrage est, très souvent, à « capa en tête » – Cf.

Comment savoir si Tx, entouré de tout ce beau monde, garde encore ses propriétés de catalogue ?

Chacun invente dans ce domaine. Rares sont les montages qui donnent un verdict à 100 % sûr. Par exemple, une résistance R_B, très faible, pourrait laisser croire que l'espace collecteur-émetteur de Tx est court-circuité car, en lui appliquant la moindre tension de test, il saturerait et sa tension U_{CE} avoisinerait les 0,3 – 0,4 V, de quoi imaginer un court-circuit avec un peu de résistance ohmique résiduelle en série. Or, si l'on enlève R_B, qui gêne la mesure, les opérations d'extraction de la pièce du circuit ne justifieraient plus l'existence de l'appareil. D'autre part, un court-circuit base-émetteur pourrait être dû au transistor, lui-même, ou à une panne du circuit avoisinant Tx. Un condensateur de couplage claqué, par exemple.

Divers auteurs et publications proposent des solutions, plus ou moins compliquées, dans lesquelles on tend à injecter, dans la base du transistor ou dans la gachette du thyristor, un courant en sens contraire à celui qu'il reçoit du circuit, pour « éliminer » les influences du montage environnant : en cas de court-circuit franc, par exemple, entre la base-collecteur de Tx, le courant de compensation prohibitif pouvant signaler le mauvais fonctionnement. Certains autres montages utilisent un test en impulsions et une logique compliquée de décodage. Notre montage est très simple.

Principe

La nostalgie des premières leçons sur les transistors nous a poussé à utiliser, tout simplement, un montage de polarisation classique en émetteur commun des transistors et une compensation des effets environnants à Tx, par un circuit de mesure ultra-sensible.

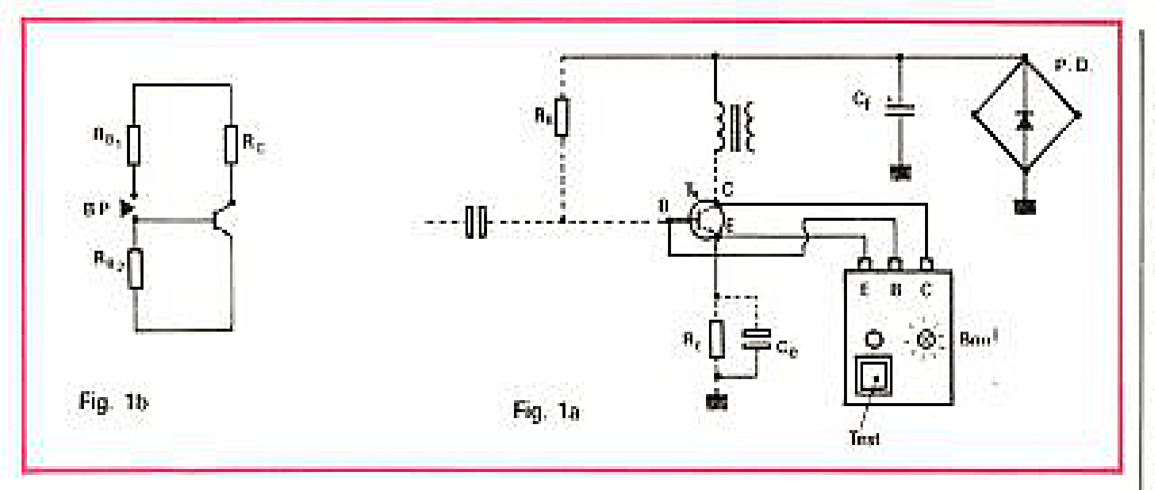


Fig. 1b

Fig. 1a

moins nocive des méthodes de mesure. Il y a, effectivement, certains appareils qui, à force de vouloir compenser le courant d'entrée de Tx dans son circuit, arrivent à exposer sa base, à des courants i_B, de l'ordre de la centaine de mA. Un transistor UHF meurt à plus de 2 mA de courant de base...

Tant que la chute initiale de tension n'est pas compensée, la diode LED reste allumée. La sortie de l'ampli-op est, d'ailleurs, bloquée au « + » de la tension d'alimentation mais, grâce à un circuit de limitation du courant de court-circuit, il n'y aura pas plus de 20 mA dans la LED et la tension directe de son gré.

Dès que l'on a atteint la compensation, la diode LED s'éteint. Une action, sur la touche « test », doit produire la chute de tension supplémentaire, dans R_C, qui allumera de nouveau le voyant. Le transistor sera « BON » avec une probabilité écrasante. Toute autre réponse proviendrait d'un transistor ou thyristor défectueux.

La figure 2 montre le test d'un transistor NPN. On part du principe que, quelle que soit la résistance R_B, du moment que l'on ajoute, par une résistance R_B, ou R_{BI}, un courant i_B, fut-il infime, un amplificateur de mesure A°, suffisamment sensible, voit apparaître un courant $i_C = \beta\, i_B$ et une chute supplémentaire de tension, sur la résistance de collecteur du dispositif de mesure R_C.

Si le transistor n'était pas en circuit mais sur un socle, un courant Δi_B connu, injecté sur la base, nous ferait même connaître le gain en courant du transistor par une mesure précise du courant Δi_C.

Pour tester l'existence du gain de Tx, il suffit de ne pas trop pousser la sensibilité du circuit de mesure. Il doit rester aveugle quand $\Delta i_C = \Delta i_B$ injecté. De cette manière, le gain unitaire ou les courts-circuits CB et BE concomitants seront également éliminés. Le gain unitaire arrive lorsqu'un transistor de puissance n'est pas « complètement mort », mais que ses caractéristiques partent vers le haut. Un test à l'ohmmètre donne une idée fausse du transistor, dans ces cas précis, d'où remontage du mauvais transistor dans le circuit et fumées ou autres victimes, par la suite.

L'élimination des trop faibles chutes de tension n'exige nullement des circuits compliqués. Une simple diode LED suffit pour créer un seuil d'environ 1,5 V, à partir duquel elle s'allume et en dessous duquel elle reste obscure.

Le gain et la sensibilité du circuit de mesure se règlent par les résistances R et r, qui imposent un certain gain en tension de l'amplificateur opérationnel, et par la résistance R_C. Le choix de cette résistance est très critique. Le montage doit pouvoir tester toute sorte de transistors, puissants ou moins puissants, HF ou BF. Par bonheur, seule R_M, la résistance Base-Collecteur du montage dans lequel se trouve Tx, compte pour la mesure et l'on peut, ainsi, obtenir calmement R_C à une valeur optimale.

Le potentiomètre P sert à éliminer l'effet de R_M. Comment ? l'existence d'une résistance Base-Collecteur, dans le montage, fait circuler un courant, dans Tx, indépendamment de l'action du bouton de test qui introduit i_B. Ce courant initial produit une chute de tension dans R_C et le collecteur de Tx se trouve à un potentiel plus négatif que l'entrée « + », de l'amplificateur opérationnel. Grâce à P, on peut compenser, dans le circuit de mesure et non pas dans le montage du transistor soudé dans son circuit, l'effet du courant de base initial, ce qui est, de loin, la

Description et fonctionnement

Comme le montre la figure 3, qui représente le schéma d'ensemble du dispositif, au niveau du courant d'excitation de la base, il y a un

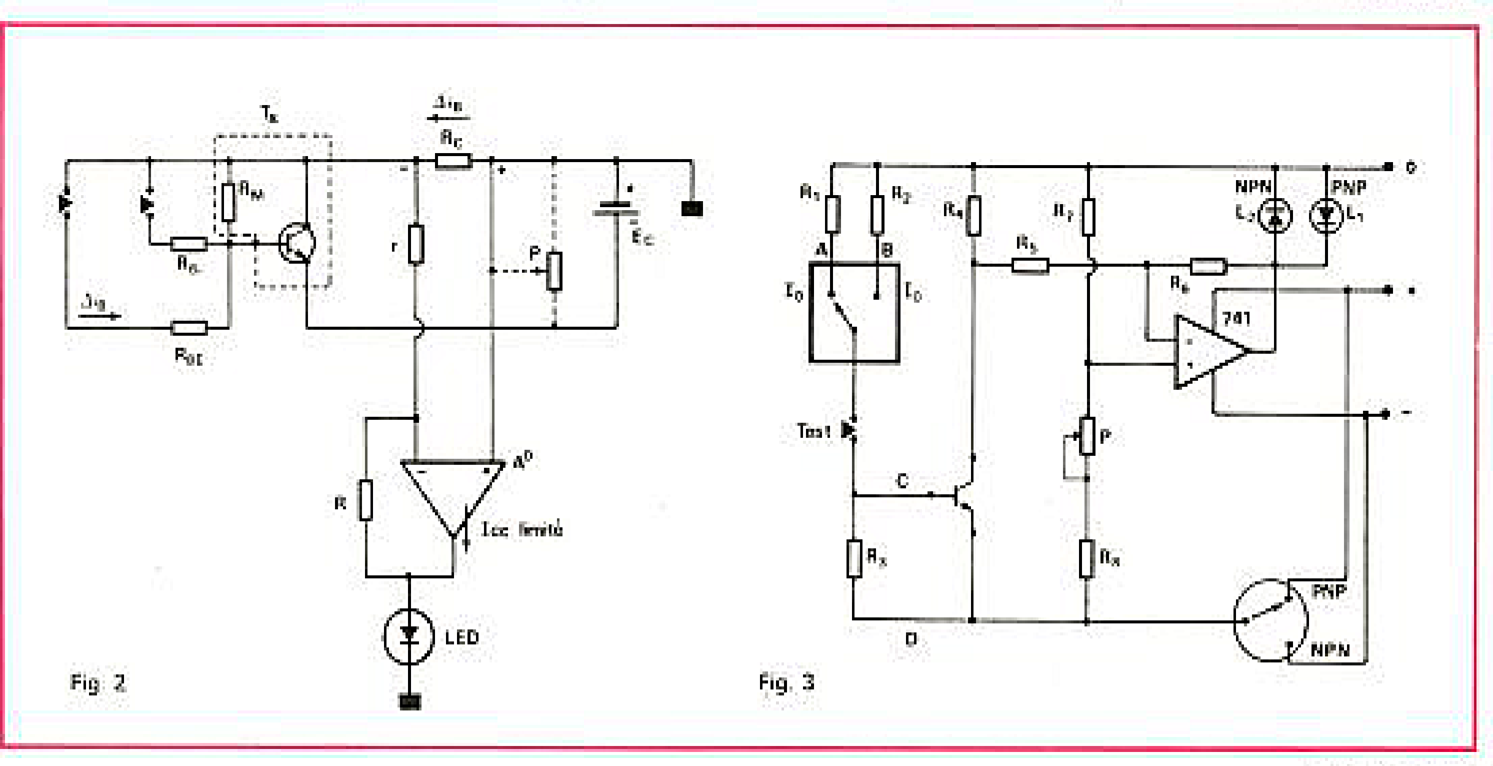
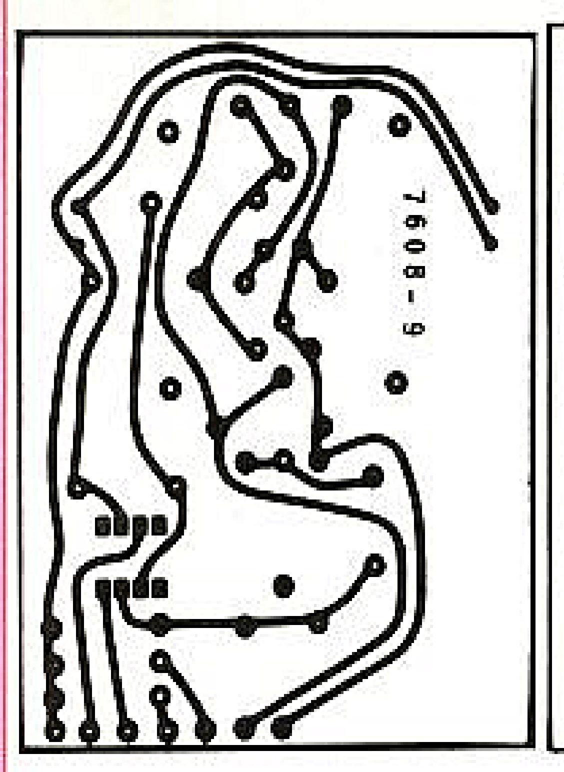
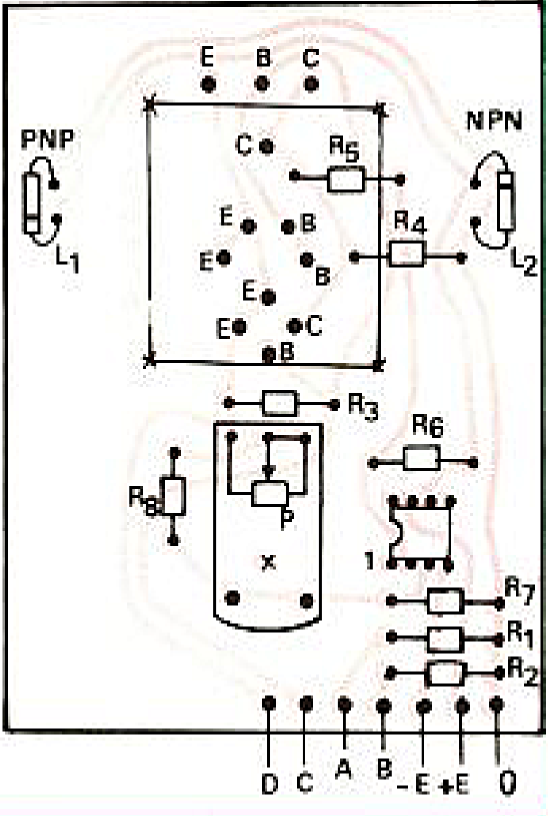


Fig. 2

Fig. 3





commutateur permettant le choix entre un courant fort I_0 ou un courant faible i_0. Ce même schéma illustre aussi les connexions nécessaires pour la mesure des transistors de différentes polarités. La charge de l'amplificateur est formée par deux diodes LED, L_1 et L_2, où les cathodes des triacs ou thyristors à tester peuvent être commutées, soit au « + » de l'alimentation, soit au « – ». Toute la mesure suit ces mouvements.

Les deux résistances d'excitation de base correspondant à un courant faible – i_0 – et à un courant fort – I_0 – servent à la mesure, soit des petits transistors – genre H.F., rotacteurs ou étages F.I., soit des gros transistors – genre 2 N 3055, dans les alimentations stabilisées ou les triacs ou thyristors. Avec ces dernières, les mesures sont grandement simplifiées par leur fonctionnement en tout ou rien. Les chances de dépistage atteignent les 100 %.

Pour des transistors en bon état, le montage indique aussi leur polarité. Il suffit, en fonctionnement, d'essayer sur l'une ou l'autre des polarités et de trouver, par le bon comportement, la bonne polarité. La mesure dure une fraction de seconde.

Les transistors, hors circuit, n'ont pas besoin d'équilibrage car ils sont supposés être bloqués en absence d'excitation sur la base. Leur test est encore plus rapide.

Paradoxalement, le montage indique la bonne polarité, même quand on se trompe, a priori, de polarité !

Nous avons fait l'expérience suivante : avec le commutateur de polarité sur P.N.P. et un transistor N.P.N., 2 N 1711 hors circuit, nous avons vérifié qu'on le prenait effectivement pour un P.N.P.

Avec le potentiomètre P, nous avons compensé un courant de fuite qui était, évidemment, dû à la polarisation inverse du transistor. Les deux diodes éteintes, nous appuyons sur le bouton de test. Nous constatons que le voyant N.P.N. s'allume, nous indiquant la bonne polarité malgré le mauvais choix initial.

Ce phénomène, tenant au fait que l'électronique nous aime, est réciproque : un 2 N 2905, P.N.P., mal polarisé initialement, répond P.N.P. aux voyants...

Pour la mesure des diodes, on utilise, simplement, les bornes collecteurs-émetteurs. La diode à tester peut être en circuit ou hors circuit. Par le changement du choix de la polarité P.N.P. – N.P.N., on constate, pour une bonne diode, l'extinction des deux voyants, d'un côté et l'allumage d'un seul, dans l'autre polarité.

Une diode court-circuitée produit l'allumage de l'une ou de l'autre des LED, dans les deux sens. Une diode volatilisée ne produit aucun allumage, d'aucune façon.

Réalisation

Nous avons porté, sur la figure 4, le dessin du circuit imprimé à réaliser, l'implantation des composants devant s'effectuer conformément au plan de la figure 5.

Pour l'alimentation de l'ensemble, nous avons choisi d'utiliser des piles, la consommation de l'appareil entier, voyants éteints, ne dépassant pas 3-4 mA. Deux petites piles de 9 V chacune conviennent parfaitement. Pour couper l'alimentation ne pas oublier d'utiliser un interrupteur bipolaire, coupant la voie du « – » et celle du « + ».

Aucune mise au point particulière n'est à effectuer.

Bien placer les voyants LED, dans le bon sens, si l'on veut respecter les polarités des transistors. Attention au sens d'implantation de l'amplificateur opérationnel qui est du type 741.

Pour le socle universel, nous tenons à informer les lecteurs, qui se prépareraient à nous écrire, que nous l'avions en notre possession depuis plusieurs années et qu'une société alsacienne – ERPHI – pourrait, peut-être, le fabriquer encore.

Le boîtier est, lui aussi, unique en son genre et nous ne saurions lui donner une provenance. Essayez, au besoin, avec un simple boîtier Teko de la bonne dimension.

Conclusion

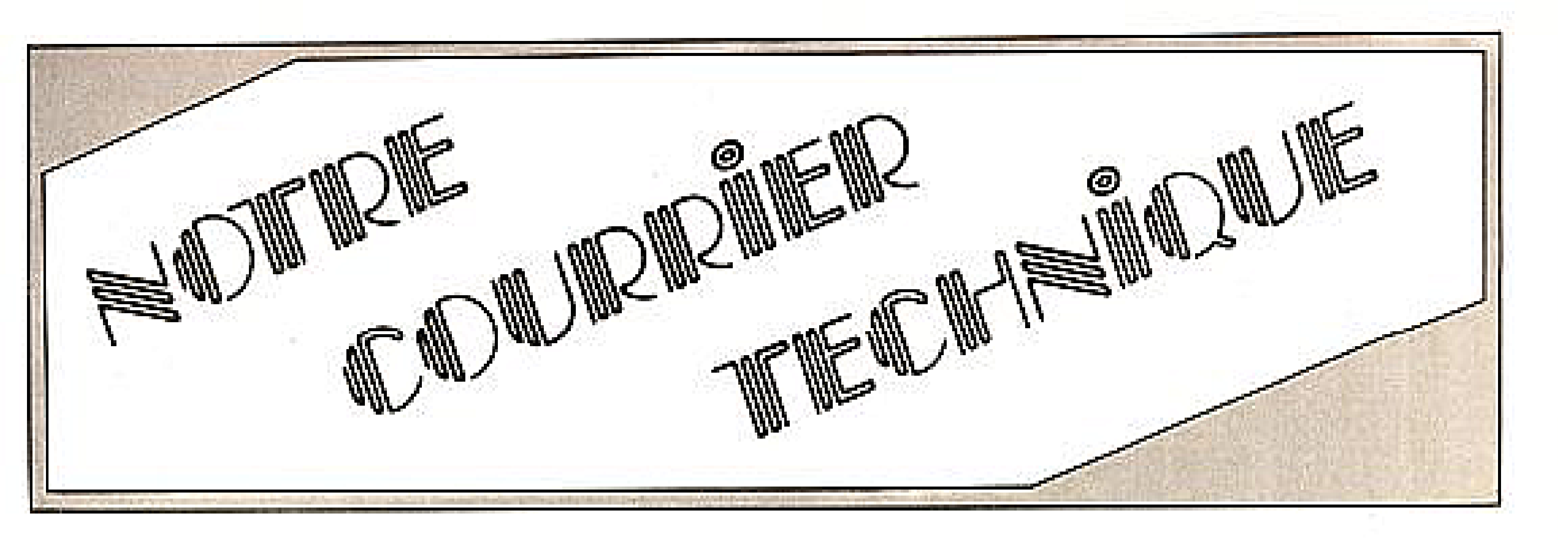
Cet appareil rend plus de services que prévu. Il nous donne une idée du gain des transistors, par la position du potentiomètre de compensation.

Il nous fournit la bonne polarité des transistors d'une façon si mystérieuse que, auprès de lui, le Triangle des Bermudes ou le problème des O.V.N.I. passent pour contes pour enfants.

Une alimentation de calculatrice, à la place des piles, rendrait l'ensemble encore plus petit et plus maniable.

Liste de composants

R_1 : 100 Ω
R_2, R_7 : 3,3 kΩ
R_3 : 1,5 kΩ
R_4 : 820 Ω
R_5 : 5,6 kΩ
R_6 : 39 kΩ
R_8 : 1 kΩ
P : 1 MΩ linéaire
L_1, L_2 : 2 LED rouges
Ampli Op : 741 (MC 1741 ; SN 72741 ; µA 741 ; LM 741...)
Un interrupteur bipolaire de Marche/Arrêt.
Un interrupteur unipolaire courant fort/courant faible.
Un bouton poussoir.



par R.-A. RAFFIN

RR – 02.33 : M. Jacques GOUVERT, 69 Rillieux, possède un radiorécepteur comportant la gamme PO et toutes les gammes OC. Notre correspondant nous demande comment prévoir la gamme GO sur cet appareil, quitte à sacrifier la gamme PO.

Théoriquement, l'adjonction de la gamme « grandes ondes » sur votre récepteur à transistors ne présente aucune difficulté... puisque vous êtes disposé à sacrifier la gamme « petites ondes ». Il suffit de remplacer les bobines accord et oscillateur PO par des bobines accord et oscillateur GO.

Pratiquement, le problème est beaucoup plus difficile à résoudre ! En effet, pour la gamme GO, le nombre de tours des bobinages est très important et l'on ne peut faire autrement que de les fabriquer en enroulements nids d'abeilles, mode d'enroulement pour lequel une machine spéciale est nécessaire. Nous supposons que vous ne disposez pas d'une telle machine à bobiner, et comme d'autre part de tels enroulements GO accord et oscillateur ne se trouvent pas sous forme de pièces détachées dans le commerce, nous ne voyons donc aucune solution pratique heureuse à votre projet... A moins de récupérer de tels bobinages sur un autre récepteur pour les monter sur celui-ci !

●

RR – 02.35-F : M. José FRESIA, 91 Orsay, nous demande des renseignements complémentaires au sujet du thermomètre électronique décrit dans notre numéro 1478, page 289.

1) Le schéma de la figure 1, page 289, est exact. En fait, il n'y a aucune importance que la résistance R4 de 150 Ω soit avant ou après le potentiomètre P3 sur la ligne + 9 V.

2) La résistance interne d'un galvanomètre est bien souvent inscrite sur l'appareil lui-même (sur le cadran, ou à l'arrière du boîtier). Dans la négative, il suffit tout simplement de la mesurer avec un ohmmètre précis.

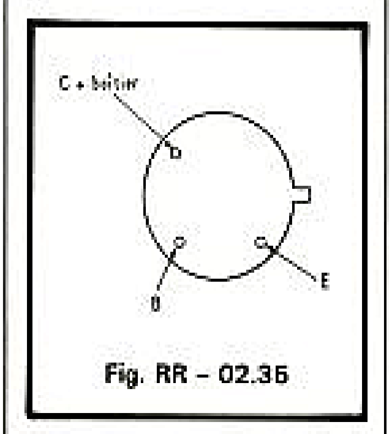


Fig. RR – 02.35

3) Brochage du transistor BCY 59 A : voir figure RR-02.35.

●

RR – 02.36 : M. Guy MENOUD, 33 Langon :

1) Possédant un radiorécepteur fonctionnant sur piles sous 9 V, mais avec une prise intermédiaire à 4,5 V, comment faire pour utiliser une alimentation secteur 9 V sans prise intermédiaire ?

2) Quelle différence y a-t-il entre un écrêteur de parasites et un « noise blanker » ?

1) Il n'est évidemment pas possible d'alimenter un récepteur nécessitant une tension de 9 V (avec une prise médiane) à l'aide d'une alimentation secteur de 9 V qui ne comporte pas cette sortie intermédiaire.

Cependant, il est peut-être possible de transformer l'alimentation à votre disposition pour l'utilisation envisagée, c'est-à-dire lui ajouter une sortie médiane à 4,5 V. Mais pour que nous puissions en juger et le cas échéant vous indiquer les modifications à apporter, il importe tout d'abord de nous communiquer le schéma de cette alimentation.

2) Un écrêteur de parasites est un dispositif qui, comme son nom l'indique, écrête ou limite les parasites à un certain niveau, généralement au niveau moyen de la modulation.

Un « noise blanker » est un dispositif qui supprime totalement toute reproduction ou transmission des signaux dans le récepteur pendant la durée des impulsions parasites. Ces durées étant de l'ordre de quelques centièmes de seconde, les coupures passent pratiquement inaperçues à l'oreille. Par son principe, le second dispositif est beaucoup plus efficace que le premier, mais il est aussi beaucoup plus complexe.

●

RR – 02.37 : M. Pierre-Jean VILLENEUVE, 78 Sartrouville, nous demande :

1) les caractéristiques du transistor 147 T 1, et le cas échéant, ses correspondances actuelles ;

2) conseil pour la réalisation d'un atténuateur pour un oscilloscope ;

3) des précisions concernant notre article sur les filtres actifs à deux voies publié à la page 163 du numéro 1469.

1) Caractéristiques maximales du transistor 147 T 1 : PNP germanium ; Pc = 30 W ; Ic = 10 A ; Vcb = 60 V ; Vce = 32 V ; h fe = 35 à 80 pour Ic = 6 A.

Correspondances : ASZ 16, AUY 21 IV, AUY 28.

2) Il est sans doute possible de réaliser l'atténuateur auquel vous faites allusion pour votre oscilloscope. Mais pour que nous puissions en juger, et le cas échéant vous indiquer les adjonctions à apporter, il faut nous communiquer le schéma de cet appareil, ou tout au moins le schéma de la partie concernée (entrée de l'amplificateur vertical).

3) La méthode de détermination des éléments des filtres passe-haut et passe-bas est valable quelle que soit la valeur de la fréquence-charnière choisie.

Par contre, si vous désirez intercaler une voie médium, c'est un filtre passe-bande qu'il convient de calculer et de réaliser.

●

RR – 02.38 : M. René CHAMBAULT, 38 Saint-Ismier, nous demande une précision

concernant les allumeurs électroniques pour automobiles.

Dans le cas d'un véhicule comportant deux allumages et deux rupteurs, il faut évidemment monter deux allumeurs électroniques distincts.

●

RR – 02.39 : M. Pierre MICHELON, 59 Seclin.

1) On ne peut pas adapter un indicateur d'accord sur un récepteur VHF du type superréaction ; cela ne peut se faire que sur un récepteur à changement de fréquence et à détection par diode.

2) Qu'appelez-vous filtre à une voie pour enceinte acoustique ? A partir du moment où il y a un filtre, il y a au moins deux voies. Quant à la détermination d'un tel filtre, cela dépend des fréquences-charnières pour le fonctionnement souhaité du haut-parleur principal d'une part, et de son tweeter d'autre part, et bien entendu de l'impédance de sortie de l'amplificateur.

3) Nous supposons que votre secteur électrique d'alimentation est de 220 V ; dans ce cas, les intensités consommées seront les suivantes : 3 spots de 100 W = 300 W ; intensité correspondante = 1,36 A.

2 spots de 60 W = 120 W ; intensité correspondante = 0,54 A.

Vous pouvez donc utiliser des fusibles calibrés respectivement à 1,5 A et à 0,6 A.

●

RR – 02.40-F : M. Paul HOMMEL, 51 Epernay, désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube 7199.

Le tube triode-pentode 7199 est fabriqué par R.C.A. et Sylvania ; c'est un tube spécial BF qui n'a aucun correspondant en fabrication française ou européenne (ou sous une autre forme d'immatriculation).

Ses caractéristiques sont les suivantes :

Chauffage = 6,3 V 0,45 A.

Triode : Va = 215 V ; Vg = – 8,5 V ; Ia = 9 mA ; S = 2,1 mA/V ; k = 17 ; ρ = 8,1 kΩ ; Wa = 2,4 W.

Pentode : Va = 220 V ; Vg2 = 130 V ; Ia = 12,5 mA ; Ig2 = 3,5 mA ; S = 7 mA/V ; ρ = 400 kΩ ; Rk = 62 Ω ; Wa = 3 W.

Brochage : voir figure RR-02.40.

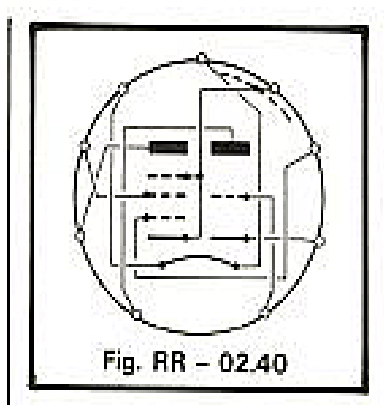


Fig. RR – 02.40

●

RR – 03.01 : A la suite de la réponse référence RR-11.24 publiée dans notre numéro 1629, M. Henri PLAMMIA, 57190 Florange, nous fait savoir qu'il a remplacé, sur un auto-radio, les deux transistors de sortie Tekade 1008/408 par deux transistors du type AD 162, sans changement d'aucune autre valeur sur l'appareil.

Nous remercions notre correspondant pour cette information.

●

RR – 03.02 : M. Rudy HABRAIT, Saint-Sauveur (adresse incomplète).

1) Nous ne sommes pas en relation avec les stations « pirates » de radio en Italie. Nous ne pouvons donc pas vous en communiquer les adresses.

2) Pour le matériel professionnel qui vous intéresse, voici l'adresse de la firme Thomson :

Thomson C.S.F., 173, boulevard Haussmann B.P. 70008, 75360 Paris Cedex 08.

●

RR – 03.03 : Suite à la réponse RR-11.01 publiée à la page 263 du numéro 1628, M. BARTHOLOME, 33, Bordeaux, nous signale, afin que tous nos lecteurs puissent en profiter, que la Société FACIM, 19, rue de Hegenheim, 68300 St-Louis exécute tous circuits imprimés, à l'unité, pour un prix honnête, et d'une bonne fabrication.

Nous remercions notre correspondant pour son aimable communication.

●

RR – 03.04 : M. Henri CORDIER, 16 Angoulême, désire connaître les équivalences de différents transistors.

965 T 1 : AC 126, AC 151 VII, AC 122, 2N 1192, 2N 2613.

988 T 1 : AC 132, AC 152, AC 193, 2N 1008, 2N 1924.

36 T 1 et 37 T 1 : AF 127, AF 133, AF 137, AF 172, AF 197, 2N 3325.

2 SA 468 : comme ci-dessus.

2 SB 136 : comme pour 988 T 1.

2 SB 135 : ASY 70 V, AC 131, AC 126, AC 184.

●

RR – 03.05 : M. Marcel BERTHELIN, 33 Blanquefort, possède un générateur HF et un téléviseur de la marque Ribet-Desjardins et désire connaître l'adresse de ces établissements.

Ces établissements ont été repris par la Compagnie Continentale Edison, 74, rue du Surmelin, 75980 Paris Cedex 20, que vous pourriez éventuellement contacter.

●

RR – 03.06 : M. Jean MICHEL, 77 Mornant, sollicite divers renseignements concernant des circuits intégrés pour horloge digitale.

1) Nous aurions sans doute pu vous indiquer quelques références d'afficheurs à 6 chiffres, mais il aurait fallu nous donner davantage de précision : dimensions et genre (tubes nixies, ou diodes luminescentes 7 segments, ou cristaux liquides). Il convient de noter que l'on préfère souvent utiliser 6 digits afficheurs distincts (plutôt qu'un display

compact) pour des raisons de prix de revient et de remplacement à l'unité en cas de défaut ou d'épuisement ultérieur.

2) Nous avons déjà publié les brochages et les schémas d'utilisation des circuits intégrés pour horloge digitale dont vous nous entretenez. C'est ainsi que pour le MM 5314 et le MM 5316, nous vous prions de bien vouloir vous reporter au numéro 1525 d'Electronique Pratique, respectivement aux pages 85 et 81. Concernant le circuit intégré TMS 3874, veuillez consulter notre numéro 1570 (Haut-Parleur), page 222.

3) Nous nous permettons d'attirer votre attention sur le fait que les revues indiquées publient les montages d'horloges accompagnant et utilisant les circuits intégrés cités ; il est donc parfaitement inutile de chercher à innover dans ce domaine.

●

RR – 03.07 : M. Claude MILLOT, 63 Royat, nous demande la signification de la lettre H intercalée dans l'immatriculation de certains circuits intégrés des familles SN.

La lettre H intercalée dans l'immatriculation de certains circuits intégrés SN signifie qu'il s'agit d'un circuit rapide, c'est-à-dire montant à une fréquence supérieure à celle du circuit intégré correspondant en immatriculation normale.

●

RR – 03.08 : M. Christian GAY, 78 Versailles, nous demande comment adapter l'impédance d'une enceinte acoustique à l'aide de résistances.

Il est absolument hors de question de chercher à réduire à 4 Ω l'impédance d'une enceinte de 15 Ω par connexion d'une résistance en parallèle. Les trois quarts de la puissance BF utile délivrée par l'amplificateur seraient perdus en chaleur dans la résistance, et un quart seulement serait utilisé par le haut-parleur de 4 Ω.

RR – 03.09 : M. René COLOMB, 80 Bethencourt-sur-Mer, nous demande quelles sont les connexions et liaisons à réaliser pour procéder à l'enregistrement du son de la télévision sur un magnétophone.

Voilà encore une question qui revient très souvent parmi le courrier de nos lecteurs.

Pour l'extraction des signaux BF sur un téléviseur, il faut effectuer une dérivation par l'intermédiaire d'un condensateur de l'ordre de 0,47 µF au niveau de la détection « son » ou au sommet du potentiomètre de volume sonore. L'autre extrémité de ce condensateur aboutit à l'entrée du magnétophone par l'intermédiaire d'un câble blindé, blindage relié à la masse. D'autre part, la masse du magnétophone doit être reliée à la masse du téléviseur.

Nous ne pouvons malheureusement pas être plus précis ; il nous faudrait avoir le schéma de votre téléviseur pour que nous puissions vous y représenter l'adjonction indiquée.

Attention ! Etant donné que la plupart des téléviseurs actuels ne comportent pas de transformateur d'alimentation les isolant du secteur, il est absolument impératif d'alimenter le téléviseur par l'intermédiaire d'un transformateur dit d'isolement 220 V/220 V.

●

RR – 03.10 : M. Michel CLAUZEL, 45 Orléans, désire connaître l'équivalence de certains transistors japonais.

1) Correspondances des transistors japonais suivants :

2 SC 693 et 2 SC 1000 : BC 167 B, BC 109, BC 169, BC 239, BC 173, BC 184, BC 209.

2 SC 536 : BF 184, BF 194, BF 254, BF 238, BF 395, BF 240, BF 288.

2 SC 732 : BC 413 B, BC 384.

2 SD 315 : 2N 3054, BUY 46.

2) La lettre B suivant la valeur ohmique d'un potentiomètre indique qu'il s'agit d'un potentiomètre à loi logarithmique de variation ; la lettre A indique qu'il s'agit d'un potentiomètre à loi linéaire de variation.

●

RR – 03.11 : M. Daniel SARTORI, 07 Bourg-St-Andéol, nous demande conseil au sujet d'un récepteur OC « Hammarlund » type SP 600.

Pour pouvoir vous répondre objectivement, il faudrait que nous sachions quel genre d'écoute vous souhaitez faire avec votre SP 600. S'il ne s'agit que d'écouter les émetteurs de radiodiffusion « ondes courtes », votre récepteur est encore très valable. Par contre, s'il s'agit d'écouter les radioamateurs, cet appareil est maintenant dépassé ; en effet, les radioamateurs ne fonctionnent plus en AM, mais en SSB (ou B.L.U.), type de transmission que le SP 600 ne peut pas détecter (ou très mal). Ou alors, il faudrait l'équiper d'un détecteur de produit et d'un BFO à quartz (voir notre article sur le numéro 1499, page 347).

RR – 03.12 : M. Léon MARECAUX, 84 Entraigues, nous demande conseil pour la connexion de différents haut-parleurs destinés à l'équipement d'enceintes acoustiques.

Dans le premier cas, pour une sortie sur 8 Ω de l'amplificateur, les deux woofers doivent présenter une impédance de 16 Ω s'ils sont connectés en parallèle, et une impédance de 4 Ω s'ils sont connectés en série. Le tweeter relié à la ligne par l'intermédiaire d'une capacité doit présenter une impédance de 8 Ω.

Dans le second cas envisagé, l'impédance du woofer doit être de 8 Ω. Quant aux tweeters reliés à la ligne par l'intermédiaire d'un condensateur, ils devront présenter une impédance de 16 Ω s'ils sont connectés en parallèle, ou une impédance de 4 Ω s'ils sont connectés en série.

Dans les deux cas, le condensateur de liaison pour le ou les tweeters aura une capacité de 16 Ω (pour l'impédance de 8 Ω considérée).

Lors de la connexion des haut-parleurs en parallèle ou en série, il importe de respecter la mise en phase. En connexion parallèle, les deux cosses repérées (+) sont reliées ensemble et les deux cosses repérées (–) sont d'autre part reliées ensemble également.

Dans le cas du groupement en série, le repère (–) du premier haut-parleur se relie au repère (+) du second.

●

RR – 03.13-F : M. Bruno SIEBERT, 93 Neuilly-Plaisance, nous demande :

1) Les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TBA 231.

2) Des renseignements au sujet d'une alimentation reliée à un récepteur de radio.

1) Le circuit intégré TBA 231 est un double amplificateur opérationnel. Tension d'alimentation : ± 15 V (± 18 V max) ; intensité : 9 à 14 mA ; puissance dissipée totale : 500 mW ; tension différentielle d'entrée : ± 5 V max ; gain en tension de 6 500 à 20 000 (80 dB en boucle ouverte). Avec circuit RC externe de compensation, gain en tension de 20 dB uniforme jusqu'à 600 kHz. Impédance de sortie : 5 kΩ.

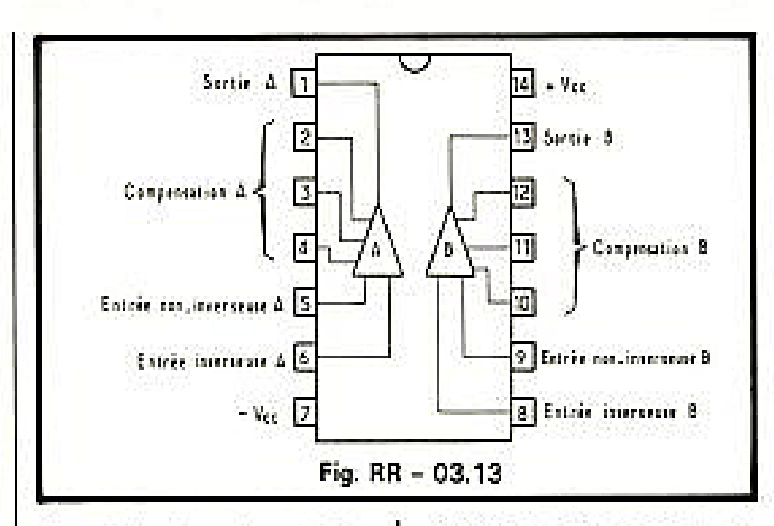


Fig. RR – 03.13

Brochage : voir figure RR-03.13.

Les applications pratiques de ce circuit intégré sont celles de tout amplificateur opérationnel du type à grand gain et à faible bruit ; mais ici, dans le même boîtier, on dispose de deux amplificateurs distincts.

2) Votre alimentation ne semble pas être en cause, du moins directement, en ce qui concerne le ronflement observé sur le récepteur de radio (puisque vous nous dites avoir remplacé les condensateurs de filtrage de cette alimentation). Il y a peut-être quelque chose à faire sur le récepteur, mais pour que nous puissions en juger, il faudrait nous communiquer son schéma. De toute façon, sur l'alimentation elle-même, vous pourriez commencer par tenter l'essai suivant :

Sur chaque fil du secteur à l'arrivée vers l'alimentation, vous soudez un condensateur de 0,1 µF/ 1 500 V. Les deux extrémités libres de ces condensateurs sont reliées ensemble, ainsi qu'à la masse de l'alimentation et à la masse du récepteur, cette masse générale pouvant elle-même à son tour être reliée à une prise de terre.

●

RR – 03.14 : M. Patrick COLLET, 74 St-Gervais, nous demande le schéma d'un variateur de vitesse simple destiné à un moteur à induction, courant alternatif monophasé 220 V.

Les classiques variateurs de vitesse pour moteurs dits « universels » (variateurs de conception très simple et dont de nombreux schémas ont déjà été donnés dans cette revue) ne conviennent pas – ou vraiment très mal – pour les moteurs à induction.

Un montage de variateur pour moteur à induction, courant alternatif monophasé, a été publié dans notre numéro 1521, page 318. Mais comme vous pouvez en juger, il ne s'agit pas là d'un montage très simple...

●

RR – 03.15 : M. Gérard AURICK, 13 Aix-en-Provence, désire connaître les fréquences des stations côtières de la Côte méditerranéenne.

Voici les renseignements qu'il nous a été possible de trouver :

Marseille :	1 939 kHz
Grasse :	2 649 kHz
Grasse (Yachts) :	1 988 kHz
Alger :	1 792 kHz
Trafic entre navires :	3 512 kHz

Saint-Lys – Radio : 4 390, 4 422, 8 767, 8 799, 13 154, 13 182 kHz.

●

RR – 03.16 : M. Pierre CHABOT, 78 Fontenay-Le-Fleury, désire connaître la correspondance de différents transistors japonais.

2 SA 561 : BC 307, BC 257, BC 251, BC 204, BC 212.
2 SC 733 : BC 167, BC 107, BC 237, BC 171, BC 183, BC 347, BC 207.
2 SC 734 : BC 110, BC 167 B, BC 174, BC 182, BC 236, BC 285.
2 SC 789 : BD 439, BD 189, BD 243 A.

●

RR – 03.17 : M. Albert KOHLER, 33 Saint-Macaire, nous demande divers renseignements concernant l'utilisation de haut-parleurs dans des enceintes acoustiques.

1) Le haut-parleur de 24 cm de diamètre, d'impédance 2,5 Ω et de 15 W peut être associé avec un tweeter de 8 cm de diamètre, d'impédance également de 2,5 Ω et pouvant supporter au moins une puissance de 15 W. Ce tweeter sera alimenté à partir du haut-parleur principal en intercalant un condensateur de 50 µF.

2) D'autre part, le haut-parleur de 24 cm de diamètre d'impédance 4 Ω et de 15 W

doit être associé à un tweeter de 8 cm de diamètre, d'une impédance de 4 à 5 Ω également et pouvant supporter une puissance d'au moins 15 W. Ce tweeter sera alimenté à partir du haut-parleur principal en intercalant un condensateur de 32 µF.

3) S'il s'agit d'un amplificateur stéréophonique, il ne faut pas concevoir deux enceintes présentant des impédances différentes : les deux enceintes doivent offrir la même impédance en accord avec les impédances de sortie de l'amplificateur.

4) Concernant le haut-parleur de 21 cm de diamètre, d'impédance 4 Ω et d'une puissance de 50 W, il faut aussi un tweeter de 4 à 5 Ω alimenté par un condensateur de 32 µF, mais un tweeter susceptible de supporter la puissance maximale de 50 W.

5) L'adaptation des impédances d'un haut-parleur à l'aide de résistances est une utopie ; cela équivaut à un gaspillage considérable d'énergie BF.

6) Un haut-parleur à suspension extra-souple de sa membrane ne peut se monter que dans une enceinte close (et non dans une enceinte bass-reflex). De même, un haut-parleur avec membrane à suspension normale doit se monter dans une enceinte bass-reflex, et non dans une enceinte close.

7) Pour grouper plusieurs haut-parleurs dans une enceinte acoustique, il faut qu'ils présentent sous la même impédance, qu'ils soient reliés entre eux par un filtre de voies calculé pour l'impédance en question et pour les bandes de fréquences correspondantes, et enfin que cette impédance corresponde à l'impédance de sortie de l'amplificateur.

8) Pour la détermination des dimensions d'une enceinte, c'est le diamètre du plus grand haut-parleur dont il faut tenir compte.

●

RR – 03.18 : M. Gabriel DAUSSAT, 63 Clermont-Ferrand, sollicite divers renseignements d'ordre BF.

1) Si les grésillements ont lieu lorsque la cellule lectrice est en contact avec les disques, il peut s'agir de charges électrostatiques sur la vynile de ces disques (ou de poussières). Par ailleurs, il peut aussi s'agir de crachotements dûs à des blindages dans les fils de liaison qui vont aux tourne-disques, blindages qui se frottent entre eux ou qui frottent sur la masse : ou bien il faut les isoler, ou bien il faut améliorer leur mise à la masse. Vous pouvez également essayer une prise de terre sur l'amplificateur.

Bien entendu, cela peut provenir également d'un défaut de l'amplificateur lui-même : débranchez toutes les connexions aboutissant aux entrées pour le savoir.

2) Sur un amplificateur de 2 x 15 W, il faut utiliser des enceintes comportant des haut-parleurs d'au moins 15 W ou davantage (sinon ils pourraient être détruits). Exemple : si vous utilisez des haut-parleurs de 30 W, vous ne risquez pas de les détruire puisque l'amplificateur ne délivre que 15 W ; mais vous n'aurez évidemment toujours qu'une audition de 15 W (et non pas de 30). La puissance sonore est celle délivrée par l'amplificateur ; ce n'est pas la puissance **admissible** des haut-parleurs.

3) La puissance maximale admissible du haut-parleur Audax type T 16/24 PA 12 est, d'après le catalogue de ces établissements, de 5 W.

4) Un préamplificateur est utile à l'avant d'un amplificateur BF lorsque le **gain** n'est pas suffisant ; en effet, il ne faut surtout pas confondre gain et puissance. Nous pensons que votre amplificateur a été conçu avec une entrée pick-up du genre de celui que vous employez ; il n'y a donc vraisemblablement pas lieu d'ajouter un préamplificateur. D'ailleurs, il y a de fortes chances pour que ce préamplificateur-correcteur existe déjà et soit incorporé à ce que vous appelez finalement l'amplificateur tout court.

●

RR – 03.19 : M. Camille LAGORD, 54 Champigneulles, nous demande conseil concernant un récepteur « ondes courtes ».

Le récepteur dont vous nous entretenez est certainement un bon petit poste OC ; néanmoins, il ne saurait être classé dans la catégorie « récepteurs de trafic ». Tout dépend donc de ce que vous souhaitez en faire.

Cet appareil ne demande précisément pas une antenne très longue. En conséquence, vous pourriez utiliser une antenne – fouet verticale de l'ordre de 2,50 m fixée sur votre balcon.

●

RR – 03.20 : M. Gabriel BOURDON, 30 Pont-Saint-Esprit, désire connaître les équivalences de différents semiconducteurs.

Transistors :

2 SA 562 : BC 327, BC 327-16, BC 297.

2 SC 373 : BC 167 B, BC 107, BC 237, BC 171, BC 183, BC 347.

2 SC 732 : comme le précédent.

2 SC 735 : BC 337, BC 232, BC 125.

2 SD 234 : BD 439, BD 243 A, BD 189.

Diode :

MZ 500-16 : BZX 83/C 10 (diode Zener 10 V).

●

RR – 03.21 : M. Claude BERNAY, 54 Neuves-Maisons, nous demande s'il est possible de monter deux indicateurs « VU-mètres » sur l'amplificateur BF 2 x 30 W dont la description a débuté sur notre numéro 1433.

Oui, cela est parfaitement possible. Pour le montage de deux « VU-mètres » sur les sorties de cet amplificateur, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre article sur ce sujet publié à la page 289 du numéro 1535.

●

RR – 03.22 : M. Gabriel PASQUETTE, 86 Poitiers, désirerait connaître la valeur de tous les composants entrant dans la construction du chargeur de batterie 12 volts régulés décrit à la page 278 du numéro 1374.

Voici les renseignements demandés (les types des semi-conducteurs indiqués sont choisis dans les fabrications R.T.C.) :

SCR_1 : BTY 87/ 400 R
SCR_2 : BTY 79/ 400 R
CR_1 : BZX 87/ C8 V2
CR_2 : BYX 36/ 150
CR_3 et CR_4 : BYX 49/300.
R_5 : 47 Ω 1 W
R_4 : 1 kΩ 0,5 W
C_1 : 100 µF 25 V.

●

Rectificatifs

UNE COMMANDE ANALOGIQUE A 4 VOIES

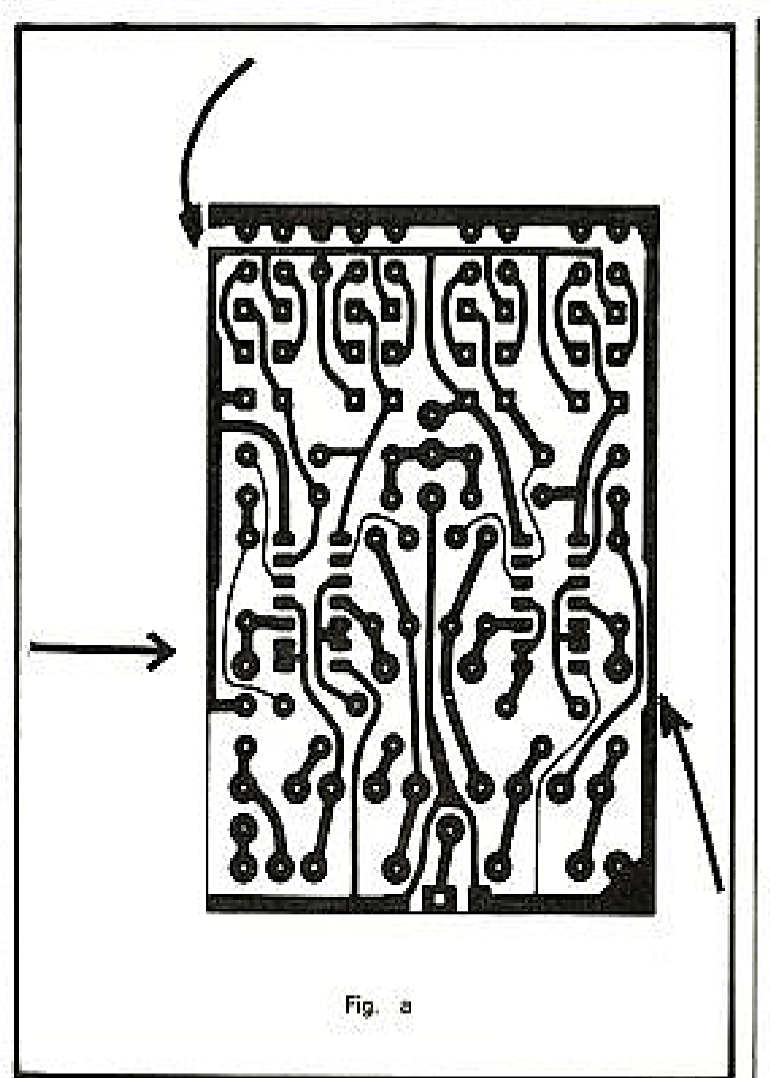


Fig. a

Dans notre numéro 1634 page 72 quelques erreurs se sont glissées au niveau du circuit imprimé.

Les broches (8 et 9) du 4011 de gauche et (5 et 6) de celui de droite sont à relier sur le circuit imprimé à la bande cuivrée passant sous le circuit intégré.

Par ailleurs, il y a une liaison erronée en bas du circuit (voir fléche).

Le dessin rectifié du circuit imprimé est reproduit ci-contre.

BANC D'ESSAI BRAUN AUDIO 4000

NOUS avions testé, il y a bien longtemps la table de lecture Braun PS 550. La version électronique voit les touches mécaniques de sélection de la vitesse et du diamètre remplacée par des « sensors » électroniques. Plus de secousse à communiquer mais quelques problèmes s'étaient posés au moment de passer un disque de 30 cm 45 t/mn (on en fait de plus en plus chez les Hifistes).

L'importateur de Braun, Major, nous signale que cette lecture est possible. Le mode d'emploi en est le suivant :

« 1) Disques 45 t/mn 30 cm (gravures directe, etc.). Effleurer ou « caresser » (comme l'on désire !) en même temps les sensors 33 et 45 t/mn.

« 2) Disques 33 t/mn 17 cm (disques d'enfant) : a) « caresser » le sensor indiquant 45 t/mn ; b) lorsque le bras s'arrête au départ et au-dessus du disque « caresser » le sensor 33 t/mn. Pendant la descente du bras, la vitesse passe de 45 à 33 t/mn. »

Nous suggérerons donc une amélioration du produit en utilisant un bouton pour la vitesse (commutation d'un bistable) et un autre pour le changement du diamètre (le changement de vitesse opérant le changement de diamètre 45 t/17 cm et 33 t/30 cm). On pourrait aussi ajouter un autre bouton pour les disques hors du commun...

JOURNAL des "OM"

LE TRANSCEIVER SSB – 144 MHz IC 202

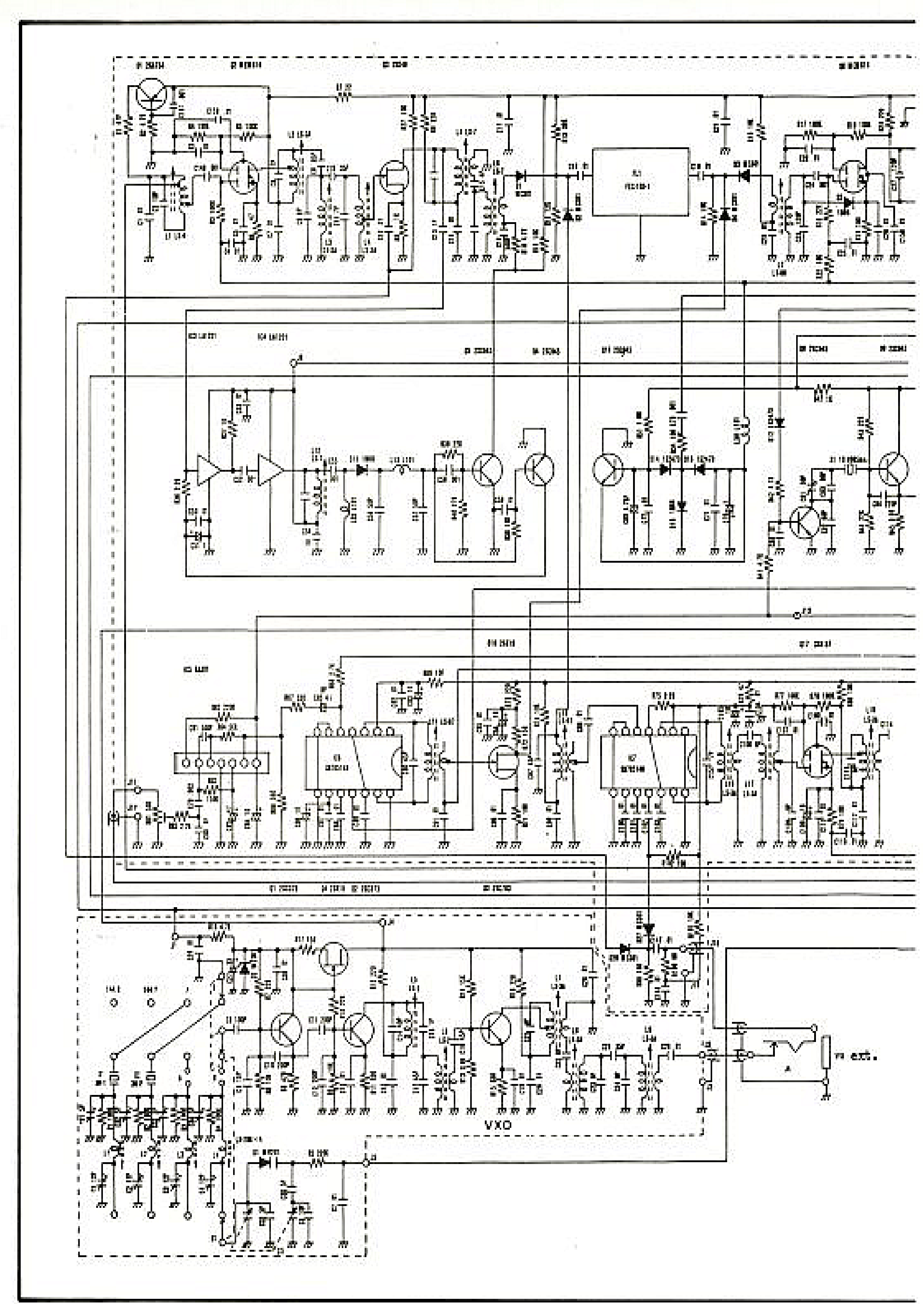
S'IL est un appareil qui a conquis le marché en peu de temps et se rouve dans les mains de bon iombre d'amateurs-émetteurs, c'est bien l'IC 202 de la irme japonaise ICOM (Inoue Communication Equipment Corporation). Véritable walkie-alkie de puissance, il possède outes les qualités exigées d'un ransceiver de dimensions normales, mais ne pèse pas plus le deux kilos, piles comprises, e qui ne l'empêche nullement le délivrer un output de 3 W. l comporte une antenne-fouet élescopique incorporée qui se rouve mise hors service automatiquement dès que l'on raccorde une antenne extérieure et on note le même automatisme dans l'alimentation. En effet, dès qu'une tension extérieure est branchée, les piles ntérieures sont mises hors circuit.

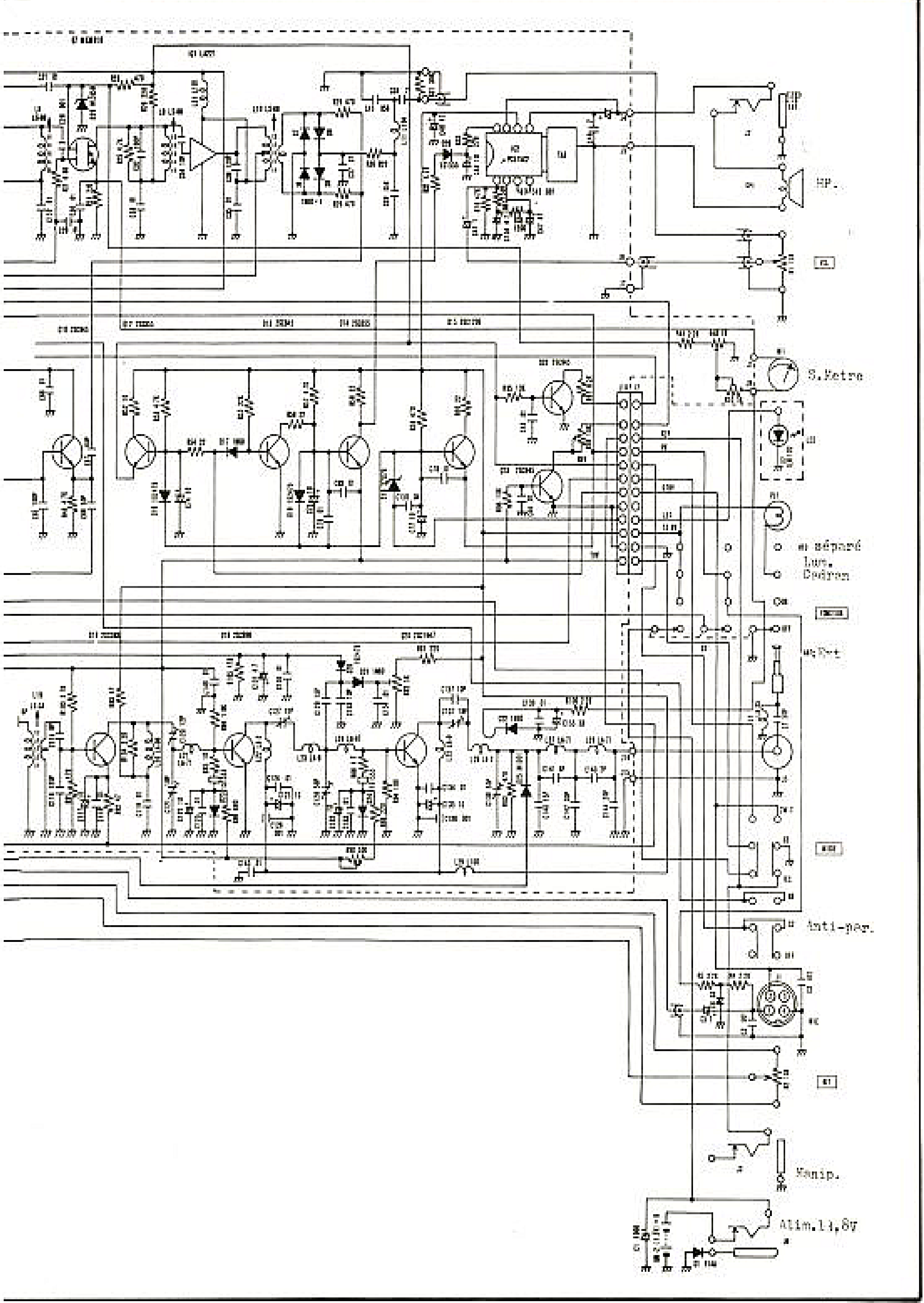
Par alimentation extérieure, ious entendons celle fournie soit par une alimentation stabiisée séparée (maximum : 13,8 V), soit par la batterie d'une voiture, ce qui est d'une grande commodité pour le trafic en mobile. Mais 9 piles incorporées de 1,5 V (13,5 V) permettent un fonctionnement totalement autonome de bonne durée, si l'on veille à n'utiliser l'émission que de manière modérée.

1 Témoin L.E.D.
15 Fixation de la courroie
2 S.mètre
3 Echelle du cadran.
4 Bouton de commande
5 R.I.T.
9 Commutation des quartz.
7 Antiparasites
6 C.W.
8 Gain H.F.
10 Commutateur de fonctions.
14 Verrouillage
11 HP extérieur
13 Prise du Micro
12 Manipulateur
16 VFO extérieur.

L'appareil, sous un faible volume, comporte 19 transistors, 7 FET, 7 circuits intégrés et 33 diodes. Grâce à un VFO de bonne stabilité, il couvre, par segments de 200 kHz, la bande de 144 à 145 MHz, en bande latérale supérieure. La consommation en télégraphie est de 750 mA. En SSB, elle tombe à 540 mA avec une suppression de porteuse de 40 dB, une suppression de la bande latérale inférieure de plus de 40 dB à 1 kHz et une atténuation de tous les produits de fréquences indésirables supérieures à 60 dB.

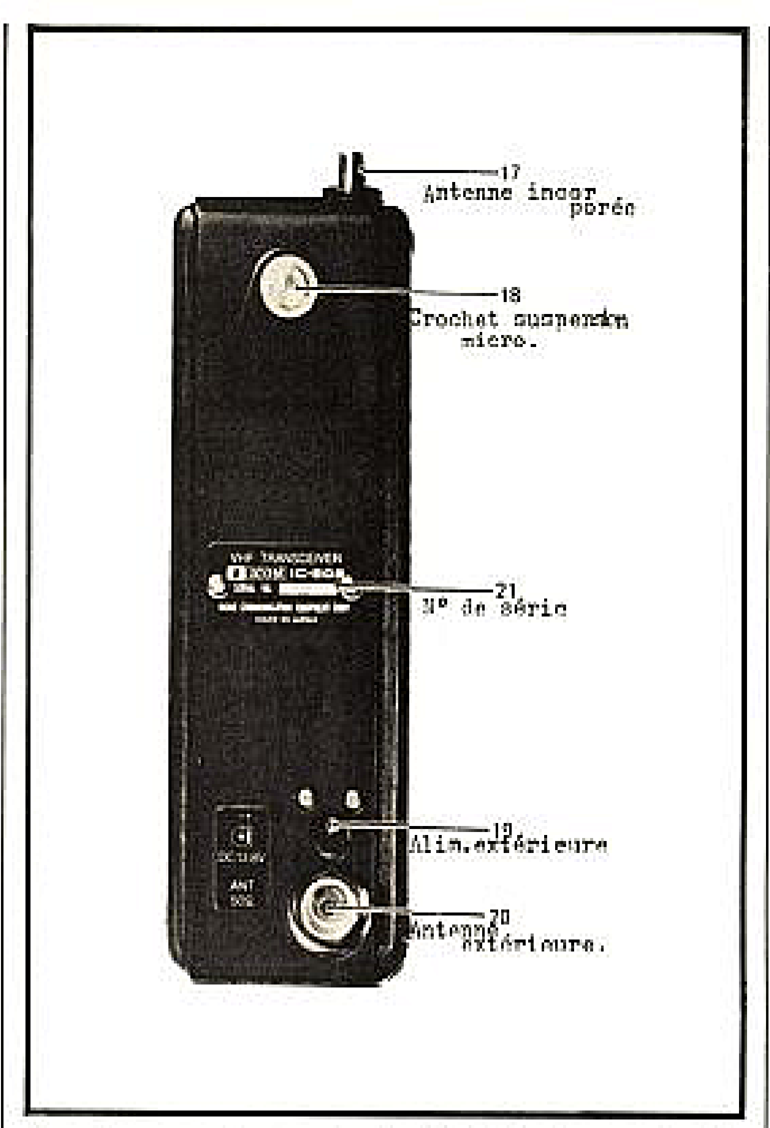
La consommation en réception n'est que de 250 mA pour une puissance BF de 1 W et la sensibilité est de l'ordre du demi-microvolt pour un bruit de fond très réduit. Le récepteur est du type superhétérodyne à simple changement de fréquence, avec une fréquence intermédiaire de 10,7 MHz et filtre à quartz.


VXO


HP.
S.Metre
ø séparé
Lum. Cadran
Anti-par.
Manip.
Alim.13,8V

Une des parties communes à l'émission et à la réception et sans doute celle pour laquelle la qualité requise, au regard de la stabilité, est la plus importante, c'est sans conteste l'oscillateur à fréquence variable (VFO). La dérive mesurée sur l'IC 202 est de l'ordre de 200 Hz/heure, ce qui n'est pas mal, d'autant qu'une fois atteint l'équilibre thermique, la dérive est pratiquement nulle. Pour obtenir ce résultat, un ensemble de précautions indispensables ont été respectées. Tout d'abord, il faut remarquer que, puisque nous sommes en présence d'un simple changement de fréquence, le signal de l'oscillateur local doit se situer sur une fréquence de l'ordre de 144 – 10,7 = 133,3 MHz. Un montage du type Super VFO aurait sans doute donné également toutes satisfaction mais on a préféré le montage plus simple et plus classique du VXO, c'est-à-dire d'un oscillateur à quartz de fréquence relativement basse et dont, au moyen d'une capacité variable, on fait déraper la fréquence de quelques kilohertz. Ce glissement modeste se trouve multiplié dans les étages successifs. C'est ainsi que, partant d'un quartz de 14,8 MHz, deux étages tripleurs, en cascade, portent la fréquence au voisinage de 133,3 MHz, de manière à couvrir le premier segment (144-144,2).

Un deuxième quartz, de fréquence fondamentale légèrement supérieure, pilote l'oscillateur sur 133,5 MHz, promettant d'atteindre le deuxième segment de la bande deux mètres (144,2-144,4). Deux supports, non équipés d'origine permettent d'engendrer une fréquence locale de 133,7 et 133,9, ce qui permet d'atteindre en deux segments supplémentaires la fréquence de 144,8 MHz. Si l'on désire couvrir les derniers 200 kHz de la bande pour travailler à partir des satellites du type Oscar (145,8 à 146), il faut, non seulement un quartz spécial portant l'oscillateur local à 135,1 MHz, mais encore procéder à un réalignement total de l'émetteur et du récepteur, les circuits HF étant alignés d'origine sur 144-145 MHz.



On notera cependant que la présence de quartz dans les supports restés libres peut entraîner, par absorption, une diminution notable de la tension de sortie du VFO. Les deux quartz d'origine permettent de couvrir la bande réservée à la SSB et le mieux est de s'en contenter, à moins de prévoir un VFO extérieur, séparé, permettant un recouvrement différent.

Si l'on se reporte au schéma de la figure 3, on note que les résistances R_1 à R_4 sont des résistances d'amortissement destinées à prévenir toute auto oscillation intempestive. L_1 à L_4, avec C_1 à C_4, contrôlent à la fois la fréquence de travail et l'étalement de la bande couverte. Le niveau de sortie normal est de l'ordre de 300 mV. On notera la présence d'un filtre passe-bande L_7-L_8-L_9 destiné à éliminer tout signal ou produit indésirable. Bien que la tension d'alimentation soit déjà stabilisée à + 9 V par Q_{15}, une stabilisation aval (Q_4 et D_3) est prévue pour les trois étages du VFO ainsi que pour le RIT. Ce dernier circuit qui, on le sait, ne fonctionne qu'à la réception, permet de décaler la fréquence d'écoute de ± 3 kHz par rapport à celle d'émission.

En position « réception », la tension positive (+ 9 V) prérégulée est appliquée à travers R_{95} à la base de Q_{22} qui devient conducteur et elle rejoint le VXO à travers R_{18}, ainsi que le contrôle de RIT, R_2 et R_{97}, et la diode D_1 voit sa capacité varier avec la tension qui lui est appliquée par R_2, d'où un glissement de fréquence vers le haut ou vers le bas. En position « émission », la base de Q_{22} n'étant plus positive, le transistor est bloqué et la tension positive est appliquée à travers R_{96} à la base de Q_{23}, qui devient conducteur. Elle traverse R_{18}-R_{98} et Q_{23} à l'intérieur du VXO. La tension apparaissant à la jonction de R_{18} et R_{98} est appliquée à D_1, ce qui permet, du fait de deux tensions légèrement différentes, de voir D_1 présenter une capacité différente et de transmettre sur une fréquence différente de celle d'écoute. La résistance R_{98} peut être ajustée de telle manière qu'en position centrale, la fréquence de réception et celle d'émission soient identiques.

Le récepteur

Le signal à recevoir est appliqué, à partir de l'antenne, à un filtre d'harmoniques, à travers le système de commutation émission-réception (D_{25}) à un étage d'amplification à faible bruit, équipé d'un transistor MOSFET à double porte Q_2 (MEM 616). C'est le transistor Q_1 qui commande l'action de la diode D_{25}, servant de relais émission-réception. En effet, en position émission, la tension d'alimentation (9 V) du récepteur est coupée, ce qui ramène à zéro la tension de commande de Q_1. La diode n'étant plus polarisée, simultanément la tension HF produite est détournée de Q_2 et appliquée à l'antenne fouet incorporée ou à l'antenne extérieure qui, lorsqu'elle est raccordée, débranche automatiquement l'antenne intérieure. Le mélangeur est un transistor FET (Q_3) (2 SK 49), dont le circuit de drain est chargé par un circuit-filtre, accordé sur 10,7 MHz. La tension HF, issue du VXO (300 mV) est appliquée à la source du même transistor dans une disposition classique. L'adjonction d'un VFO extérieur s'effectue par le jack miniature J_4, ce qui a pour effet de déconnecter automatiquement la sortie du VXO local, dont la tension d'alimentation se trouve par ailleurs coupée, en position VFO-EXT. La sortie du VXO est protégée contre le rayonnement des produits indésirables des différentes multiplications (14,8, 44,4, 133 MHz) par un ensemble de filtres (L_7 à L_9), ce qui, par voie de conséquence, éloigne le risque de voir apparaître à la sortie du mélangeur autre chose qu'un signal MF à 10,7 MHz, mis en évidence à la fois dans L_6 et L_7.

Suit alors un filtre à quartz FL_1, dont l'entrée est commandée par les diodes D_1 et D_2.

et la sortie par D_3 et D_4, qui assurent la commutation automatique émission-réception. Sa fréquence, comme celle des filtres de l'amplificateur MF, L_7-L_8-L_9-L_{10}, est de 10,7 MHz, de même que celle de l'oscillateur local à fréquence fixe (BFO), piloté par un quartz de 10,6985 MHz, dont la tension de sortie est appliquée au démodulateur en anneau formé par quatre diodes 1N60. Les fréquences BF élevées sont coupées par un filtre passe-bas formé par C_{39}, L_{11} et C_{40}. Le potentiomètre de volume R_1 permet d'ajuster le signal BF appliqué au circuit de sortie IC_2 qui délivre une puissance de 1 W. L'ensemble R_{32}-D_{29} en assure la polarisation.

Une partie du signal MF est prélevée par C_{13} (1 pF) sur le drain du mélangeur et dirigé vers une cascade de deux circuits intégrés (IC_3 et IC_4) amplificateurs, suivis d'une détection D_{11} (1N60). Le produit de la détection est divisé en deux : la tension BF résultante et les parasites captés par l'antenne. Le premier produit, amplifié par Q_5 et Q_4 (2 SC 945) fournit la tension de commande automatique de gain appliquée à IC_3. Les impulsions amplifiées sont prélevées après Q_5 pour être appliquées à la diode D_1, ce qui interdit leur entrée dans le filtre FL_1. L'efficacité du système antiparasites de l'IC 202 est assez remarquable pour qu'on ne le passe pas sous silence.

L'émetteur

Il s'agit, comme le récepteur, d'un système à simple changement de fréquence, dont nous allons analyser sommairement la conception astucieuse. Le très faible signal BF, issu du microphone, est ajusté par le potentiomètre de niveau R_{61}, à partir duquel les fréquences, situées en dehors de la bande 300-3000 Hz approximativement, sont pratiquement coupées par le filtre R_{65}, C_{79}, C_{80}. Par contre le signal BF, privilégié, amplifié par IC_5, est appliqué au mélangeur équilibré, IC_6 (SN 76514 N), en même temps que celui à 10,7 MHz, issu du BFO. Il en résulte un signal DSB de même fréquence, mis en évidence dans L_{14}, amplifié par le transistor FET, Q_{16} (2 SK 19), qui est canalisé vers le filtre FL_1. Au sortir de celui-ci, à travers D_2, c'est un signal SSB, de nouveau mis en évidence dans le circuit L_{15}, avant d'être appliqué au mélangeur IC_7 qui reçoit simultanément le signal HF du VFO intérieur (ou d'un VFO séparé). Nous sommes en effet en présence d'un double mélangeur équilibré, ce qui, une fois encore, traduit bien le souci du constructeur d'élimer au maximum les produits indésirables.

C'est donc, à la sortie, un signal SSB-USB, à 144 MHz, qui est mis en évidence dans le filtre à double-circuit L_{16}-L_{17} et amplifié par Q_{17}, chargé lui-même par un filtre identique. A partir de là, nous notons un amplificateur VHF linéaire à 3 étages : Q_{18}, Q_{19}, Q_{20} dont la puissance de sortie est de 3 W PEP. Les harmoniques de rang élevé sont éliminés par le filtre passe-bas L_{27}-L_{28} et C_{140} à C_{144}, et le courant de repos du transistor final, ajusté par R_{90} est fixé à 30 mA.

Le circuit de commande automatique de niveau (ALC) est alimenté à partir de l'excitation de l'étage driver Q_{19}, redressée par D_{20} et D_{21}, la tension négative obtenue est appliquée au transistor amplificateur intermédiaire Q_{16}, ce qui agit sur le gain.

Lorsque l'appareil fonctionne en télégraphie, la tension appliquée au circuit préamplificateur BF, IC_5, est réduite, en même temps que celle appliquée au circuit commandant la fréquence du BFO-oscillateur local, qui, par cet artifice, est augmentée d'un kHz, ce qui la situe à l'intérieur de la bande passante du filtre FL_1. Simultanément, une tension continue est appliquée à la broche 5 du mélangeur équilibré, IC_6, pour rétablir la porteuse. La manipulation s'effectue par simple coupure du retour du circuit émetteur ou source de Q_{17} et Q_{18}.

Un seul appareil de mesure sert à la fois de S-mètre à la réception et d'indicateur de sortie à l'émission. Il est commandé par un pont formé par les résistances R_{48}-R_{49}, alimenté par une tension stabilisée par diode zéner (D_{28}). C'est, soit la tension d'AGC, soit une faible partie de la HF redressée qui lui est appliquée. La déflexion totale de même que le zéro sont contrôlés par R_{48}-R_{50}.

Alimentation

L'alimentation de l'IC 202 est effectuée soit à partir de 9 piles de 1,5 V en série et de durée forcément limitée, soit à partir d'une source externe reliée au secteur. La tension d'alimentation (13,8 V) est appliquée directement aux trois étages amplificateurs VHF de même qu'à l'amplificateur BF final IC_2. Les autres circuits reçoivent diverses tensions régulées par diode zéner ou stabilisées par transistor. C'est ainsi que Q_{15} (2 SC 1209) produit une tension générale stabilisée de 9 V. L'éclat du LED de la face avant, varie avec la tension d'alimentation lorsque celle-ci tombe au-dessous de 10 V, ce qui permet de constater le fonctionnement et d'apprécier l'état des batteries.

En réception, le rôle de stabilisateur de tension est assumé par Q_{12} (2 SCD 355) qui délivre une tension de 9,5 V. Le passage en émission s'effectue par simple pression sur la pédale du micro, ce qui se traduit par la mise à la masse de la résistance R_{54} qui entraîne l'annulation de l'alimentation du récepteur. De la même manière, le transistor Q_{14} (2 SB 355) délivre une tension stabilisée de 9,5 V, destinée à la section émetteur. La constante de temps du système de passage émission-réception est déterminée de telle manière que l'émission n'intervienne pas avant que le circuit d'entrée du récepteur soit protégé. L'alimentation stabilisée que nous utilisons personnellement est construite autour d'un transformateur capable de délivrer 25 V-1 A, d'un pont redresseur 1N676 et d'un amplificateur opérationnel LM 309 K qui permet d'obtenir la tension ajustable demandée (13,8 V).

La stabilité est totale, même sur les plus forts appels de courant en position émission. Enfin, on peut réunir l'IC 202 à la batterie 12 V d'une voiture.

Conclusion

Avec une sensibilité excellente (0,5 mV pour un rapport signal-bruit de 10 dB) le récepteur se range parmi les meilleurs. Il présente en outre une absence totale d'« oiseaux » parasites, une sélectivité convenable et une bonne tenue en regard de la transmodulation. Sa puissance, bien que modeste, permet des liaisons exceptionnelles avec une bonne antenne. Nous avons personnellement réalisé plusieurs contacts à plus de 500 km, mais les liaisons réussies sur batteries intérieures et antenne-fouet sont très spectaculaires et leur énumération serait fastidieuse. L'IC 202 n'est pas un gadget mais un véritable transceiver, qui ne demande que d'être suivi par un amplificateur linéaire pour rivaliser avec la plupart des appareils des catégories supérieures.

Robert PIAT
(F3XY)

L'ARGUS DE L'OCCASION DES MATERIELS ELECTRONIQUES

CONDITIONS GENERALES : les cotations qui vont suivre sont données à titre indicatif et n'engagent d'aucune façon la responsabilité du Haut-Parleur. La liste du matériel n'est pas exhaustive. Elle comporte les principales marques distribuées en France.
ETAT DU MATERIEL : les cotations concernent des appareils en parfait état de fonctionnement et d'aspect neuf.
GARANTIE : les appareils dont la garantie est en cours ont une plus-value de 15 % à considérer au moment de la transaction.
REPRISE : en cas de reprise ou d'achat, il y a lieu de diminuer le prix indiqué de 15 % pour charges et frais professionnels.

MATERIEL IMPORTE : les transactions sont indiquées pour du matériel importé officiellement et possédant le bon de garantie de l'importateur.
FABRICATION : les matériels ne se fabriquant plus ont une moins-value à considérer au moment de l'achat.
ANNEE : 1974 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1973 et le 30/9/1974. - 1975 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1974 et le 30/9/1975. - 1976 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1975 et le 30/9/1976. - 1977 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1976 et le 30/9/1977.

AMPLIS	1974	1975	1976	1977
ACCUPHASE				
F 250		3 500	3 600	3 800
FF 300		3 700	3 400	4 130
E 200		2 900	3 100	3 350
E 202		3 500	3 420	3 910
AKAI				
AA 5210		450	100	550
AA 5510		720	100	870
AA 5810		880	180	1 090
AA 5200	470			
AA 5500	640			
AA 5800	770			
AA 6000	900			
AM 2200			530	590
AM 2400			720	800
AM 2600			910	1 020
AM 2800			1 360	1 520
A & D				
400	1 380	2 200	2 450	2 720
200		860	960	1 070
80		1 660	1 850	2 060
410	1 500	1 670	1 860	2 070
B & O				
BEOLAB 1700	530	670	830	900
BRANDT ELECTRONIQUE				
A 6121			490	550
A 2631			610	680
BRAUN				
CSV 300	470	530		
CSV 500	800	890		
CSV 510		1 330	1 460	
B S T				
CA 30	160			
CM 30			260	250
IC 150			340	360
IC 300			450	480
CABASSE				
PAS 10 T	1 730	1 940	2 160	2 320
PAS 20 T	2 260	2 540	2 420	3 140
PAS 20 T 16	2 970	3 300	3 670	4 080
AM 50				1 910
AM 100				2 880
CAMBRIDGE				
P 40	570	640	720	800
CONTINENTAL EDISON				
PA 1457		1 200	1 440	1 600
PA 9511		600	710	890
PA 9509			1 100	1 320
PA 1456		400	500	550
DENON				
SA 3300			700	860
DUAL				
CV 20	220			
CV 60	490	540		
CV 80	600			

	1974	1975	1976	1977
CV 120	700	780	850	1 000
CV 121			1 060	1 170
CV 30	290			
CV 31	390	440	490	540
CV 61	530	600	655	700
CV 62				950
MV 61	320	350	390	430
ESART				
PA 15	390	430	460	
PA 20	410	440	500	
PA 30		540	620	
E 100	660	740		
E 150	730	820		
E 200		830	880	
E 250 S 2	890	990	1 100	1 230
E 250 SP	1 000	1 120	1 240	1 380
S 1	1 360		900	1 000
S 2			1 020	1 140
S 3			1 640	1 820
W 80		1 920	2 130	2 373
W 1000	2 050	2 280	2 530	2 800
FISHER				
AFM 2200			530	620
AFM 2300			720	800
AFM 2400			870	940
FRANK				
FRAM 215	660			
FRAM 222	730			
FRAM 230	800			
FRAM 240	1 160	1 290		
FRAM 235	1 040	1 160	1 280	1 430
FRAM 245	1 220	1 360	1 510	1 680
FRAM 260	1 520	1 690	1 880	2 090
HARMAN KARDON				
CITATION 11	1 870	2 080	2 310	2 570
CITATION 12	1 420	1 550	1 720	1 920
CITATION 16	3 380	3 760	4 160	5 020
A 401			690	770
A 402			1 770	1 970
HITACHI				
IA 600	850	940	1 020	1 140
IA 100	1 220	1 360		
HA 300			720	800
HA 410			660	960
HA 510			1 050	1 170
HA 610			1 510	1 680
HA 1100			2 040	2 250
KENWOOD				
KA 2002	300	340	380	420
KA 4002	350	390	430	480
KA 3004		350	390	440
KA 4004		440	590	650
KA 6004		840	940	1 000
KA 8004		990	1 100	1 230
KA 1400 B			660	730
KA 700 M				4 410
KA 700 C				3 150
LUXMAN				
SQ 707	520	580	640	

	1974	1975	1976	1977
SQ 700 X	660	730	820	
503 X	770	650	950	
525 X	1 060	1 180	1 300	
507	1 220	1 360	1 510	
L 80			1 500	1 700
L 85			3 000	3 250
L 504			1 400	1 600
L 100			5 800	6 520
L 80 V			1 600	1 700
L 309			3 400	3 800
L 30			960	1 020
MAC INTOSCH				
MA 6100	3 100	3 480	3 850	4 200
MARANTZ				
1030	490	550	610	
1040		630	710	
1060	570	650	730	820
1070				1 050
1120	1 770	1 970	2 190	2 500
1200	3 160	3 500	3 900	4 300
140				1 460
250	2 520	2 800	3 200	3 400
3200				1 100
3600				2 500
3800				4 640
MERLAUD				
STT 1515	300	360	410	450
STT 2025	540	600	670	830
STT 240	600	670	740	930
STT 4000	700	760	870	1 190
STT 6000		1 350	1 500	1 680
STT 3000				1 060
MONARCH				
80			450	510
88			640	720
808 H			790	880
8000 H			1 000	1 110
NIKKO				
TRM 500			730	810
TRM 600			920	1 000
TRM 800			1 370	1 530
NIVICO				
VN 300	630	700	780	
VN 500	720	800	890	
VN 700	1 030	1 140	1 270	
VN 900	1 810	2 010	2 230	
MCAV 7	830	930	1 030	
4 VN 550		880	950	
JAS 5				1 380
JAS 9				2 240
ONKYO				
A 7050	610	660	750	840
A 7055	750	860	950	1 060
A 7022	970	1 080	1 540	1 700
PATHE MARCONI				
PA 216	360	380	450	500
PA 305	870	970	1 080	1 200

	1974	1975	1976	1977
PHASE LINEAR				
400			3 120	3 400
700			4 980	5 530
4000			3 720	4 140
2000			1 530	1 700
PHILIPS				
RH 540				200
RH 590	300	330	370	
RH 591	380	420	470	530
RH 521	600	670	730	830
RH 520	490	550	610	680
RH 561			900	1 090
RH 580	190			
RH 550				950
RH 551				1 050
PIONEER				
SA 500 A	360			
SA 5200		410	460	
SA 5300			470	
SA 800	460			
SA 6200			630	700
SA 6300				780
SA 700	620	750		
SA 7100			990	1 100
SA 7300				1 180
SA 7500				1 600
SA 800	650			
SA 8100			1 500	1 700
SA 8500				2 260
SA 9100			2 160	2 400
SA 9500				2 570
SA 9900				3 500
SA 1000	1 890			
QUAD				
303	640	710	790	880
33 PA	680	760	850	940
405			1 500	1 600
RADIOLA				
RA 550		760	840	930
RA 561			1 200	1 340
RA 551			980	1 090
REVOX				
A 722		1 120	1 440	1 600
A 78	1 220	1 360		
A 78 MK II		1 720	1 510	2 120
ROTEL				
RA 211			300	340
RA 210	214	240	260	330
RA 310	381	420	470	550
RA 311			570	820
RA 611			890	1 020
RA 612				1 150
RA 810		380	1 090	1 270
RA 812				1 460
RA 1210		1 250	1 390	1 540
RA 1212				1 780
SAE				
MARK 30		1 015	1 150	1 330
MARK 31		1 150	1 200	1 580
MARK III C				5 420

	1974	1975	1976	1977
MARK III CM				6 790
MARK IX B				4 270
MARK XII IV				7 570
MARK XII V				1 790
MARK 1 M				5 450
MARK 1 B				6 850
SANSUI				
AU 101	390	490		
AU 222	470	520		
AU 555	670	740		
AU 666	900	1 000		
AU 888	1 110	1 200		
AU 999	1 240	1 370		
AU 505	600	750		
AU 4400			600	660
AU 2900			610	690
AU 3900			710	880
AU 4900			970	1 070
AU 5900			1 350	1 490
AU 6500			640	770
AU 8500			1 900	2 100
AU 5500			2 410	2 750
AU 7900			1 820	2 080
AU 9900			3 500	3 820
AU 11000			4 800	5 060
CA 3000			4 600	4 750
BA 3000			5 020	5 200
BA 5000			6 950	7 280
SANYO				
DCA 200			630	700
DCA 250			810	900
DCA 650			1 170	1 300
DCA 1100	1 390	1 550		
DCA 1400	660	740		
SCOTT				
235 S	310	350		
255 S	570	630		
490		1 530	1 610	2 010
236 S			460	520
A 416			670	730
A 426			790	880
A 436			950	1 060
A 406			500	610
SHARP-OPTONICA				
SM 1400				720
SM 3000				1 650
SM 4000				1 740
SM 511	540	600		
SHERWOOD				
9400				1 590
SEL 400				2 680
SONAB				
P 4000	1 260	1 400	1 560	1 730
SONY				
TA 1055	350	390	440	
TA 1066		560	630	
TA 1010	400			
TA 1080	680			

	1974	1975	1976	1977
TA 1140	910	1 010	1 120	.....
TA 1130	1 250	1 390	1 550	
TA 1150	720	600	880	
TA 88		490	540	590
TA 1630		520	580	640
TA 2650			850	940
TA 3650			1 270	1 410
TA 4650			1 330	1 480
TA 5650			1 940	2 230
TA 8650			5 150	5 720
TA 3140			740	820
TA 3130			900	1 000
TA 3200			1 390	1 540
TAN 3550			1 442	1 600
TAN 8550			4 220	4 690
TA 8250			4 550	5 060
TA 2000			2 570	2 860
TAE 5450			1 440	1 600
TAE 8450			5 310	5 900
TECHNICS				
SU 3100		800	900	1 020
SU 3500	960	1 000	1 110	1 260
SU 3150		560	630	720
SU 7200			540	610
SU 7600			690	770
SU 9200			1 320	1 470
SE 9200			1 690	1 880
SU 9600				3 090
SE 9600				4 450
SU 8600				1 930
TELETON				
SAQ 408	320	350	390	440
A 300	380	430	460	530
A 400	430	480	530	590
QA 220	430	490	530	590
TOSHIBA				
SB 300	610	690		
SB 220				830
SB 404				1 190
SB 500	1 210	1 340	1 490	1 660
SB 2500	1 020	1 140	1 260	1 410
VOXSON				
H 202	270			
H 302	310	350	410	450
H 305			680	770
YAMAHA				
CA 530	770	850		
CA 730	1 120	1 250		
CA 430			1 050	1 170
CA 630			1 390	1 543
CA 830			1 790	1 990
CA 1300			2 540	2 820
AMPLI-TUNERS	1974	1975	1976	1977
AIWA				
TPR 2001	1 070			
TPR 4001		1 510	1 600	
TPR 3010		1 350	1 420	
TPR 3020		1 390	1 400	
AX 7500			1 750	1 900
AKAI				
AA 6600	460			
8030 L	540			
8080 L	1 000			
910 DB	910	1 020		
920	780	850		
930	840	940		
940	910	1 010		
960	1 140	1 380		
AA 1020 L			910	1 020
AA 1030 L			1 040	1 200
AA 1040			1 130	1 300
AA 1050			1 200	1 400
AA 1060			2 160	2 330
AS 160				4 500
B & O				
BEOMASTER 901	900	1 140	1 260	1 360
BEOMASTER 1000	760			
BEOMASTER 1001	850	960	1 100	1 240
BEOMASTER 1200	1 050			

	1974	1975	1976	1977
BEOMASTER 1600				
BEOMASTER 2000			2 200	2 420
BEOMASTER 3000-2	1 500	1 700	2 000	2 200
BEOMASTER 4000	2 100	2 400	2 700	2 970
BEOMASTER 1100				1 380
B.A.S.F.				
9425				1 840
9440				2 170
BRANDT ELECTRONIQUE				
AT 2271			910	1 020
AT 2031			1 030	1 100
BRAUN				
REGIE 510	1 620	1 800	2 000	
REGIE 308		1 220	1 410	1 530
REGIE 450				1 920
REGIE 520				2 300
CES 1020		2 340	2 600	2 900
CEQ 1020		1 880	2 090	2 320
B & T				
CAT 40	240			
CAT 50	300			
IC 312				740
CONTINENTAL EDISON				
AT 9726				900
AT 9521				1 220
AT 9727				1 220
AT 9522				1 440
AT 9728				1 430
AT 9524				1 360
AT 9525				2 760
DUAL				
CR 40	550			
CR 50	590			
CR 60		700	810	
CR 61		820	910	1 200
CR 220				1 300
CR 230				1 700
CR 120				3 610
ESART				
PAT 20	1 810	900	1 150	1 300
PAT 30	1 000	1 130	1 300	1 500
IS 150	1 520	1 690	1 880	2 090
IS 200	1 310	1 460	1 620	1 800
IS 50				2 120
FISHER				
202	900	1 030	1 170	1 310
505	1 570	1 740	1 940	2 220
401	1 770	1 960	2 180	2 430
390	1 130	1 010	1 170	1 260
601	2 050	2 310	2 590	
GOODMANS				
MODULE 80	870	970	1 080	1 200
ONE TEN	930	1 020	1 160	1 300
3000 E	600			
ONE TWENTY			1 620	1 740
GRUNDIG				
RTV 501, av. 2 enc.	390	410		
RTV 701, 2 x 12 W	420	550		
RTV 800, 2 x 30 W	540	750		
RTV 900 A, 2 x 40 W	906	1 090		
RTV 801			920	1 050
RTV 901			1 073	1 270
RTV 200				1 160
RTV 1020			1 600	1 830
RTV 1040			2 150	2 390
HARMAN KARDON				
330	960	1 070	1 170	1 270
630	1 420	1 580	1 750	1 900
75 +	1 880	2 091	2 330	2 600
930		2 160	2 420	3 050
430			1 480	1 650
660			2 390	2 280
730			2 650	2 280
HITACHI				
SR 3400	1 050	1 170	1 450	
SR 5400	1 169	1 299	1 620	

	1974	1975	1976	1977
SR 700	1 415	1 572	1 960	
SR 800	1 570	1 745	2 180	
SR 1100	2 050	2 280	2 850	
SMR 5240				1 060
SMR 7740				1 650
SR 302 L				860
SR 502 L				1 010
SR 6100				960
KENWOOD				
KR 1400		730	820	910
KR 2400		770	860	950
KR 3400		850	950	1 050
KR 4400		910	1 020	1 130
KR 5400		1 110	1 240	1 380
KR 6400		1 210	1 340	1 490
KR 7400		1 300	1 450	1 610
KR 2300	610			
KR 3200	660	730	820	910
KR 4200	740	820	910	
KR 4050	540	600	670	750
KR 5200	850	950	1 060	
KR 6200	980	1 080	1 210	
KR 4900	700			
KR 2200	590	650		
KR 5340		1 470	1 640	1 820
KR 2600				600
KR 3600				1 560
KR 4600				1 750
KR 9400				4 090
LUXMAN				
FQ 900	2 100	2 400		
R 800		1 430	1 590	1 770
R 820			2 150	2 390
R 620				1 820
R 1500		3 290	3 660	4 060
MARANTZ				
27	1 500	1 590		
29	950			
2215	990	1 100		
2015	990	1 100	1 230	1 370
2220	1 300	1 430	1 560	1 740
2230	1 410	1 720	1 910	2 120
2245	1 830	2 130	2 360	2 620
2270	2 100	2 490	2 700	3 070
19	4 530	5 070		
4230	1 440	1 610	1 770	2 090
4220	1 230	1 400	1 510	1 990
4240		2 830	3 150	3 700
4270		3 470	3 860	4 540
4300		4 730	5 260	6 190
4400				7 100
2325				4 960
MERLAUD				
ATS 215	580	660	790	820
NIKKO				
STA 5050			1 100	1 230
STA 7070			1 330	1 460
STA 8080			1 450	1 600
STA 9090			1 890	2 100
NIVICO				
5521	1 180	1 250	1 410	1 570
5500	800	890		
5001	1 220	1 360		
5010	1 080	1 200		
5003	1 440	1 600	1 780	
5010 L	1 280	1 420	1 420	
5030	1 720	1 910	2 240	
5040	2 090	2 320	2 730	
5505 I		890	990	1 100
5515 L		1 140	1 270	1 410
5525 L		1 430	1 590	1 760
4 MM 1000				1 360
5535		1 700	1 890	2 100
S 100				1 600
S 200				2 270
S 300				2 650
ONKYO				
TX 220			1 020	1 140
TX 330			1 240	1 360
TX 440			1 400	1 560
TX 560			1 590	1 770
TX 666			1 860	2 070

	1974	1975	1976	1977
PATHE MARCONI				
AT 10		770	850	1 010
AT 236			1 100	1 240
PHILIPS				
RH 781	540	580		
RH 743				1 710
RH 742				1 010
RH 752				1 530
RH 712	690	770	890	1 010
RH 814		850	950	1 190
RH 734		700	780	870
RH 741 (av. enc.)		670	750	830
RH 720				1 560
RH 732			1 450	1 620
RH 762				1 440
RH 832				3 360
RH 651				1 800
RH 831				3 095
PIONEER				
LX 440	800	840		
SX 434		1 000	1 110	1 230
LX 424		1 040	1 160	1 290
SX 525	940	1 040		
SX 535		1 250	1 390	1 550
SX 5530				1 310
SX 7730				2 060
LX 626			1 910	2 120
SX 737			2 040	2 270
LX 880	990	1 100	1 240	
SX 939		2 260	2 510	2 790
SX 9930				2 790
SX 1010		3 330	3 710	4 120
SX 450				1 350
SX 550				1 870
SX 650				2 260
SX 750				2 580
SX 850				3 760
SX 950				4 210
SX 1050				4 391
SX 1250				6 350
SABA				
8050	540			
8060	800	890		
8080	860	960		
8070				1 440
8090				1 670
8100		1 450	1 590	1 750
8120		1 610	1 790	1 990
8200				2 940
8280				4 440
MEERSBURG	690	770	850	950
KONSTANZ			690	770
FREEBURG		1 840	2 050	
SANSUI				
300 L	800	900	1 000	
350	970	1 140	1 420	
2000	1 260	1 400	1 640	2 050
5000 A	1 480	1 640	1 930	2 420
250	990	1 100		
600 L	610	840		
551			1 170	1 300
661			1 380	1 542
771			1 700	1 962
SIX			2 390	
EIGHT	2 500	2 750	3 480	
331			930	1 100
881			2 470	2 500
8080				3 450
9090				3 800
7070				2 800
SANYO				
DCX 2500	780	790	880	1 040
DCX 2300	800	890	990	1 070
DCX 3000	1 030	1 150	1 270	1 400
DCX 3300	1 510	1 680	1 870	2 200
DCX 6000	1 190	1 330	1 490	1 690
DCX 8000	1 400	1 560	1 730	1 940
SCHAUB LORENZ				
3500	800	900	1 000	
4500	1 040	1 100	1 200	

	1974	1975	1976	1977
5500	1 160	1 320	1 550	
6000			1 110	1 230
3501				1 150
5501				1 650
4501				1 300
3600				1 470
3900				2 200
5600				2 200
5800				2 550
5900				2 640
4900				3 040
SCOTT				
636 S	800			
637 S	940			
R 31 S		540	1 050	
R 34		750	830	
R 35		1 040	1 160	
R 74		1 770	1 970	2 190
R 75		2 050	2 270	2 530
R 77		2 250	2 610	2 790
306 L				1 000
316 L				1 150
326 L				1 430
336				1 920
SHARP				
SA 666		700	800	960
SHERWOOD				
7010				1 020
7110				1 470
7210				1 710
7310				1 860
7900				2 700
6900				2 580
SONAB				
R 4000/1	1 260			
R 4000/2		2 020	2 260	
R 4000/3				2 460
R 3000		1 500	1 670	1 870
SONY				
STR 6036	880	970	1 080	1 270
STR 6046	1 190	1 330	1 470	1 640
STR 7055	1 440	1 660	1 780	2 090
STR 6065	1 270	1 410	1 570	1 650
STR 6065	1 920	2 130	2 370	2 790
STR 6200		3 240	3 820	4 490
STR 160 L		500	550	690
STR 700		900	1 000	1 180
STR 7025 L			1 150	1 260
STR 7025				1 540
STR 4800				1 950
STR 5800				2 080
STR 6800				2 540
TANDBERG				
TR 200	700	870	970	
TR 1000	1 300	1 450	1 600	
TR 1040		1 740	1 940	
TR 2025				1 950
TR 2055			2 500	2 840
TR 2075			3 750	4 140
ULORA 10			2 080	2 300
SS 12				1 630
TECHNICS				
SA 4200	650	950		
SA 4400	880	1 020		
SA 5600	970	1 020		
SA 5350				1 280
SA 5360				1 440
SA 5110				960
SA 5150				1 080
SA 5160				1 290
SA 5250				1 430
SA 6500	1 720	1 830		
SA 6600				2 320
SA 5550				2 080
SA 5460				2 020
SA 5560				2 290
TELEFUNKEN				
CONCERTO 4040	700	800	900	
HYMNUS 5050	910	1 190	1 330	
OPUS 6060		1 400	1 550	1 640
4530			1 310	1 620

	1974	1975	1976	1977
2020			680	870
CONCERTINO 3520			650	970
OPUS 7050				2 150
TRX 2000				5 990
TEKTON				
TFS 70			1 310	1 500
TFS 80			1 510	1 680
TOSHIBA				
SA 220 L			800	890
SA 300 L	780	870	910	1 070
SA 320 L	820	910	1 020	1 130
SA 304	1 000	1 120	1 220	1 370
SA 420			1 340	1 490
SA 500	1 280	1 420	1 510	1 750
SA 520			1 600	1 790
SA 504	1 790	1 990	2 200	2 450
SA 620			2 300	2 530
SA 914				3 780
VOXSON				
HR 213	460			
HR 313		650	720	810
YAMAHA				
CR 200	780	860	940	1 070
CR 400	1 010	1 120	1 250	1 390
CR 450	1 140	1 270	1 410	1 570
CR 510 LS	1 130	1 260	1 410	1 560
CR 600	1 740	1 940	2 150	2 390
CR 800	2 130	2 370	2 630	2 930
CR 1000	2 850	3 160	3 510	3 910
TUNERS	**1974**	**1975**	**1976**	**1977**
AKAI				
AT 550	550	590	640	
AT 580	750	800	900	
AT 2200				1 100
ASO				
420		1 750	1 940	2 150
B & O				
1700	720	800	900	1 080
BARTHE				
TR 75			800	910
BRANDT ELECTRONIQUE				
T 901			640	700
BRAUN				
CE 501	1 000			
CE 250	630			
CE 2501	730	800	920	
CE 1020				1 480
BST				
IC 300			310	400
DUAL				
CT 18	660	730		
CT 19			1 140	1 270
CT 110				870
CT 8	360	460	540	
ESART				
S 12 C	480	510	560	
S 25 C	640	720	800	
S 30			1 710	
CAISSON FM	810	900	1 000	1 130
TUNER S				1 220
TUNER AM-FM			1 110	1 380
FILSON				
TS 5	760	850	940	1 050
TS 8	850	950	1 010	1 160
FRANCE ELECTRONIQUE				
HF 100		500	560	700
FRANK				
MK 5	1 400	1 650	1 810	2 000
HARMAN KARDON				
CIT 15	1 760	1 950	2 170	2 410
HITACHI				
FT 300			620	700
FT 500			810	950
FT 920				1 140

	1974	1975	1976	1977
KENWOOD				
KT 2001		540	510	690
KT 4005		550	1 250	1 120
KT 3300				680
KT 1400			540	720
LEAK				
2300			860	950
LEEP				
T 101				900
LUXMAN				
WL 717	460	510	570	640
WL 550		1 040	1 530	2 030
T 30				1 050
T 88				1 920
T 110				2 630
TS 550				2 020
MARANTZ				
20	2 600			
23	1 100			
104		750	840	930
105		700	780	870
115		690	890	1 100
115 B		1 150	1 290	1 350
112		640	530	1 030
125		1 220	1 360	1 510
150			2 620	2 910
MERLAND				
TM 204	810			
MONARCH				
88 X				680
606 X				890
NIKKO				
FAM 220			520	710
FAM 500			840	940
FAM 800				1 170
NIVICO				
VT 500	570	640	710	790
VT 700	830	920	1 030	1 140
VT 900	1 090	1 210	1 350	1 620
ONKYO				
T 4055				1 140
PHILIPS				
RH 640	410	460	520	570
RH 651	890	990	1 100	1 220
RH 762				1 700
PIONEER				
TX 500	360			
TX 6200	380	430	480	540
TX 7100	530	560	610	680
TX 8100	1 000	1 180	1 300	
TX 9100	1 410	1 620	1 730	
TX 5300				780
TX 7500				1 180
TX 9500				2 110
DT 45				550
QUAD				
FM 3	590	710	860	960
RADIOLA				
RA 621	610	680	750	840
RA 640		610	680	760
RA 651		1 150	1 280	1 430
REVOX				
A 76	1 530	1 700	1 890	2 100
A 720	4 030	4 470	4 970	5 530
ROGERS				
RAVENSBRUK			560	620
PANTHERA			970	1 080
ROTEL				
RT 624				1 290
RT 824				1 510
SABA				
TS 80	560	640	770	920
SAE				
MARK VII		4 130	4 590	5 100

	1974	1975	1976	1977
SANSUI				
TU 777	800	960	1 060	1 160
TU 666	770	850	930	1 050
TU 505	490	550	610	680
TU 4400	580	640	710	790
TU 7500	1 090	1 210	1 380	
TU 9000	1 900	2 100	2 400	
TU 3900				1 020
TU 5900				1 400
TU 7900				1 650
TU 9900				3 270
SANYO				
FMT 1400	720	800	890	1 170
FMT 1200	860	960	1 070	1 340
FMT 1100			1 120	1 250
SCOTT				
T 311	590			
431	910	1 080		
516				720
526				880
T 33 S	2 650	2 940	3 270	3 640
SHARP				
ST 1400				840
ST 3000				1 460
SONY				
ST 88 L	460	520	580	640
ST 5055 L	870	970	1 080	1 150
ST 5140	930	1 040	1 170	1 290
ST 5900	610	680	750	940
ST 5130		1 520	1 710	2 190
ST 2950			870	960
ST 3950			1 210	1 350
ST 4950			1 330	1 480
ST 5950				2 190
SUPERSCOPE				
T 210	400	440	500	540
T 220		620	710	800
TECHNICS				
ST 3100	580	650		
ST 3400	680	750		
ST 3500	910	1 020		
ST 3150			720	800
ST 3600			950	1 060
ST 7200			680	760
ST 7600			770	860
TELETON				
GT 202	380	420	470	520
T 300			530	590
GT 203	430	480	530	590
TOSHIBA				
ST 500	870	970	1 080	1 200
ST 220		620	690	770
ST 910				6 640
YAMAHA				
CT 400	690	770	860	960
CT 600	950	1 060	1 180	1 310
CT 800	1 220	1 360	1 510	1 680
CT 7000	3 960	4 400	4 890	5 430
ENCEINTES	**1974**	**1975**	**1976**	**1977**
3 A				
ARIA	300	340	370	420
ARIA II	350	390	440	490
ALLEGRETO		480	540	600
ADAGIO	690	770	860	960
ARIOSO	760	850	950	1 020
ARIOSO MONITOR		990	1 120	1 600
AUBADE	800	890	990	1 110
ANDANTE 40		940	1 020	1 570
ANDANTE 60	900	1 000	1 130	1 230
ANDANTE MASTER			1 680	1 950
ACOUSTIC RESEARCH				
AR7 NOYER	290	300	320	350
AR4x PIN	270	310		
AR4x NOYER	330	370		
AR4xA PIN			420	490
AR4xA NOYER			450	500

	1974	1975	1976	1977
AR6 NOYER	410	450	510	570
AR2 NOYER	540	610		
AR2Ax NOYER	580	650	740	840
AR3A NOYER	920	1 030	1 160	1 200
AR LST	3 030	3 370	3 740	4 160
AR5 PIN			930	1 030
AR5 NOYER			1 000	1 130
AR11				1 720
AR12				1 130
AR14				880
AR16				600
AR10 M				2 040
AKAI (PAIRE)				
SW 30	200	240	260	
SW 35	290	340	380	430
SW 120 A	570	630		
SW 125	760	850	980	
SW 155	850	940	1 050	
SA 800		580	650	720
SA 1000		930	1 040	1 150
SA 1200		1 170	1 300	1 440
ALTEC LANSING				
MODELE UN		580	640	710
MODELE TROIS		750	850	940
MODELE CINQ		1 090	1 210	1 340
MODELE SEPT		1 370	1 520	1 690
MODELE NEUF		1 810	2 010	2 240
SANTANA	1 610	1 790	1 980	
VALENCIA	2 760	3 060	3 400	
SANTIAGO	3 050	3 390	3 770	
BARCELONA	4 030	4 480	4 980	
AUDAX				
AUDIMAX 1	80	90	110	
AUDIMAX 2	130	150		
AUDIMAX 3	180	200		
AUDIMAX 4	220	250		
AUDIMAX 5	340	370		
SPR 12	60	70	80	90
SPR 18			140	160
SPR 20			200	230
EURYTHMIQUE 20	150	180	210	250
EURYTHMIQUE 30	220	250	290	340
EURYTHMIQUE 40	410	490	550	540
EURYTHMIQUE 60	620	820	860	910
A 230			370	420
A 360			1 000	1 100
A 4101			1 700	2 010
BANG & OLUFSEN				
BEOVOX S 30				520
BEOVOX P 30				616
BEOVOX S 45				728
BEOVOX P 45				864
BEOVOX S 60				1 140
BEOVOX M 70				1 550
(la paire)				
BEOVOX 901	290	350	405	
BEOVOX 1001	380	450	550	
BEOVOX 1700/1702	450			
BEOVOX 2700/2702	630	900	1 000	
BEOVOX 3700/3702	940	1 100	1 260	1 360
BEOVOX 4700/02/03	1 120	1 480	1 850	1 550
BEOVOX 5700	2 030	2 450	2 630	2 830
BOSE (PAIRE)				
301				1 330
501			2 010	2 240
901	2 800	3 110	3 400	3 800
BRANDT ELECTRONIQUE				
EC 301				260
EC 374/378				290
EC 2941				310
EC 621				620
BRAUN				
L 420	320	350	390	430
L 308		340	380	440
L 620	590	660	750	850
L 710	750	830	930	1 036
L 810	990	1 670	1 190	1 320
LV 720			1 220	1 300
LV 1020	1 340	1 260	1 520	1 600

	1974	1975	1976	1977
B & W				
DM 5	360	350	400	450
DM 4	590	670	750	800
DM 2	800	910	1 020	1 140
CONTINENTAL	2 860	3 180	3 530	3 920
DM 6				2 060
CABASSE				
DINGHY	280	340	400	470
DINGHY II	490	530	620	710
PONAN	380	440	500	570
SAMPAN LEGER	990	1 100	1 220	1 360
SAMPAN	1 540	1 710	1 900	2 110
GALLION	3 270	3 640	4 040	4 490
BRIGANTIN	4 210	4 670	5 190	5 770
ZEF	270	300	340	370
DINGHY III	560	630	720	810
DINGHY XV			590	660
DINGHY 2 VT	1 520	1 640	1 870	2 080
SAMPAN 3 VTA				4 340
GALLION 3 VTA				6 880
BRIGANTIN 3 VTA				8 090
BRIGANTIN 5				3 110
OURAGAN			2 980	3 330
CELESTION				
DITTON 10	260	290	330	360
DITTON 11	300	330	370	410
COUNTRY	220	260	300	340
DITTON 15	200	240	290	350
DITTON 44	490	570	610	670
DITTON 25	680	780	830	910
DITTON 66	860	960	1 040	1 190
UL 6				540
UL 8				680
UL 10				1 000
ELIPSON				
BE 10	120	140	150	
BE 30	240	260	290	
BS 40/2	700	780	870	
BS 50	770	860	950	
BS 50/2	850	940	1 050	
BS 4040	2 070	2 300	2 550	
B 1301			200	220
B 2102			500	560
B 1302		610	690	770
B 1302 (blanc)		730	810	910
B 2202			750	840
B 1203			1 130	1 270
B 1213			1 660	1 860
BS 302			810	910
BS 402			1 050	1 170
BS 502			1 240	1 380
B 1402			970	1 090
B 1303			1 750	1 960
B 1403			2 390	2 660
B 1503			810	910
B 2203			1 000	1 120
ESART				
E 30 S	210	240	260	330
E 40 S	410	450	500	630
P 2 S			380	420
E 2001			510	640
E 45 A				2 200
ESS				
LAB 1			1 180	1 320
LAB 2			910	1 020
LAB 3			810	900
AMT 1 A			2 430	2 700
AMT 1 AM			2 750	3 060
AMT 1 AB			1 990	2 020
FILSON				
MENUET	180	200	230	260
ALTO II		360	400	440
ESPACE		1 090	1 210	1 350
F 301		440	490	550
F 401		620	690	770
JOSNER (paire)				
XF 60	590			
XP 7	1 020			
P 56	630	700	780	

	1974	1975	1976	1977
GOODMANS				
MINISTER		240	270	300
HAVANT	270	300	340	370
MEZZO SL		400	450	500
MAGNUM MK II	450	510		
MAGNUM SL			600	640
GOODWOOD	720	810	900	1 000
DIM B	830	930	1 000	1 050
MEZZO II	320			
ACHROMAT 100			400	450
ACHROMAT 250			540	620
HRC				
WOODSTOCK		400	440	500
ILE DE WIGHT		640	710	790
MANHATTAN		870	920	1 000
RECITAL				1 140
SYMPHONIE				1 650
INFINITY				
FS II				640
MONITOR				1 500
COLUMN II				1 860
J B LANSING				
LANCER 75 MENLET	360			
LANCER 25 PRIMA	1 340	1 490	1 650	
AQUARIUS 4	1 400	1 560		
CONTROL ROOM MONITOR 4310	1 440	1 610		
LANCER 100 CENTURY	1 520	1 690	1 880	2 090
AQUARIUS 1	2 400	2 670		
LANCER 55	2 260	2 520		
LANCER 45 PLAIR	4 150	4 690	5 130	
OLYMPUS S 7 R	6 250	6 960		
PARAGON	25 100	27 000		
L 16			600	650
L 26		730	830	900
CONTROL ROOM 4311			1 800	1 990
L 36				1 020
L 200				4 300
L 300				3 020
L 100				2 090
K L H				
31	290	330	360	400
101	310	350	380	430
102	410	460	510	570
103	810	900	1 000	1 120
CB 8				780
CB 10				1 160
CL 3			1 290	1 430
CL 4			1 350	1 500
SCX 2				2 940
SCX 3				3 780
LABORATOIRE ÉLECTRONIQUE DU SON				
B 22	200	250	300	350
B 25	220	280	340	410
B 35	350	410	420	490
B 50	440	530	640	760
LES 55			490	540
LES 75				810
LEAK				
SANDWICH 200	200	370	420	
SANDWICH 300	370	440	490	
SANDWICH 600	610	680	760	
2020			250	280
2030			440	490
2060			670	740
2075			1 830	2 030
MAGNAT				
BULL II			690	
SUPER BULL II			840	
LOG 1000			1 200	
LOG 2000			1 600	
BABY BULL			260	
BULL 100				650
BULL 200				810
BULL 300				1 050

	1974	1975	1976	1977
MARANTZ				
IMPERIAL 4G		390	430	490
IMPERIAL 5G		420	495	550
IMPERIAL 6G		570	660	750
IMPERIAL 7G		640	770	850
HD 44				540
HD 55				860
HD 66				1 010
HD 77				1 540
HD 88				1 780
MARTIN				
MINI DAN	200	230	260	
MICRO MAX	260	300	350	
MAXI MAX	460	530	590	
SUPER MAX	560	630	700	
LABORATORY MK II	630	700	780	
SUPER LAB			850	
CRESCENDO/2	1 000	1 110	1 240	
KRYPTON	1 330	1 480	1 540	
EXORCIST	1 400	1 570	1 650	
MAGNIFICAT			2 700	
GAMMA 204			280	320
GAMMA 206			470	560
GAMMA 306			640	720
GAMMA 210			720	860
GAMMA 310			840	950
GAMMA 312			950	1 070
GAMMA 412			1 100	1 470
GAMMA 1200			1 450	1 750
GAMMA 1500			1 700	2 100
MONITOR AUDIO				
MA 7			510	560
MA 5 MK II			640	720
MA 4			890	900
MA I			1 430	1 590
MA III			1 970	2 110
NIVICO				
SK 33			290	320
SK 44			390	440
SK 55			560	630
PHILIPS				
RH 493	240	260	290	330
RH 532		1 030	1 150	1 270
RH 544				1 310
RH 541				900
RH 452				240
RH 453				370
RH 456				500
RH 457				710
PIONEER				
CSE 300	360	400	450	
CSE 700	1 220	1 360	1 510	
CSE 320				260
CS 515				330
CS 313				240
HPM 40				670
HPM 60				960
HPM 100				1 550
QUAD				
ESL	1 220	1 360	1 510	1 660
RADIOLA				
RA 453				370
RA 456				500
RA 541				900
RA 544				1 310
MFB 62				1 070
ROGERS				
COMPACT		530	590	660
EXPORT		1 230	1 370	1 530
BBC	1 390	1 550	1 720	1 920
SABA				
FL 50			470	520
FL 60			590	660
FL 70			680	760
SANSUI				
SP 10	190	210		
SP 30	270	300		
SP 50	490	550	610	
SP 70	530	590	660	

	1974	1975	1976	1977
SP 150	600	760	849	
SP 1200	1 130	1 260	1 400	
SP 1700	960	1 070	1 190	
SP 2500	1 000	1 120	1 240	1 380
SP 3500	1 220	1 360	1 510	1 680
SP 3000			1 280	1 420
SP 4000			1 070	1 190
SP 4500			1 240	1 380
SP 5000			1 570	1 740
LM 110			600	710
LM 220			850	900
LM 330			1 080	1 160
ES 30			380	430
ES 50			500	570
ES 100			610	700
ES 200			800	890
SCOTT				
S 11		460	540	640
S 17	190	270	280	330
S 15	370	440	510	540
S 47		420	480	500
D 51		610	690	780
S 61		700	800	920
S 186				720
S 196				950
PR 873				1 170
PRO 100				1 720
S 176				380
S 177				590
SERVO SOUND				
SL 21	560	620	690	770
SL 101		960	1 070	1 190
SIARE				
X 1	50	60	75	90
X 2	90	110		
X 43	360	390		
X 25	190	240		
PX 20	170	190	210	
PX 25		170	190	250
PX 30		310	350	390
PX 35		150	170	190
B 3 X		270	300	170
C 2 X		130	150	170
FUGUE 50	610	680	750	800
FUGUE 100	1 060	1 180	1 310	
FUGUE 200				950
CX 22				260
BX 32				390
CX 32				510
AXFORD PR 5				610
SKANIA				
S 20				210
S 25				290
S 35				340
S 50				530
S 60				660
SONAB				
V 1	390			
OA 4	500			
OA 5	720			
OA 6	1 880	2 090		
OD 11		490	540	600
OA 12		720	800	890
OA 14		940	1 040	1 160
OA 116			1 820	2 020
OA 212				3 250
SUPRAVOX				
PICOLA I	220	250	280	310
PICOLA II (16W)	350	390	440	490
PICOLA II (40W)	450	500	550	620
DAUPHINE (16W)	420	470	520	580
DAUPHINE (40W)	510	490	470	540
512	540	600		
SALON	910	1 010	1 120	1 250
SANDBERG				
FASETT	250	270	300	340
FL 1520			370	410
FL 2520			540	600
FL 3520			750	830
FL 5020			1 000	1 120
FL 8020			2 040	2 270

	1974	1975	1976	1977
TANNOY				
SB 4500				680
SB 432				740
SB 5000				710
SB 6000				1 400
SB 7000				2 520
VERAG				
G 122				240
G 224				790
G 337				1 570
WHARFEDALE				
DENTON 15 W.	200	220	240	270
SUPER DENTON	270	300	330	370
DENTON 3		250	290	320
LINTON 3	310	210	250	290
TRITON 3	350	390	430	480
MELTON 2	410	450	500	560
DOVEDALE 3	650	720	810	900
SUPER 60	730	820	910	1 010
CHEVIN				140
DENTON 2 XP				220
GLENDALE 3 XP				440
AIREDALE SP				1 180
DOVEDALE SP				740

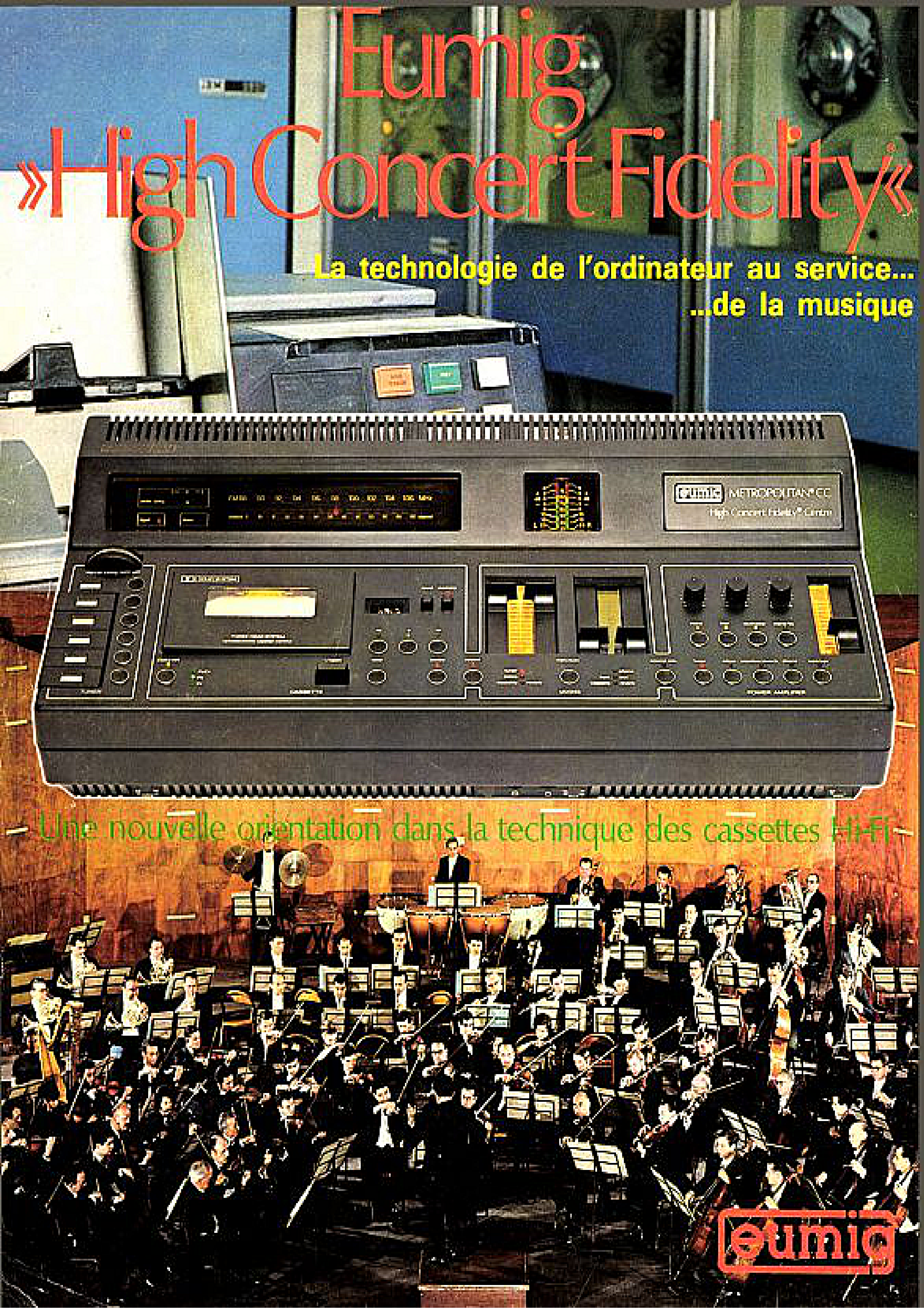
PLATINES TOURNE-DISQUES	1974	1975	1976	1977
AKAI				
AP 002	330	400		
AP 004	390	480		
AP 001			350	390
AP 003			470	540
AP 005			560	640
AP 420	700	750	860	1 060
AP 006				650
BARTHE				
PRO II		620	690	
PRO II AA			880	970
ROTOFLUID RÉGIE				1 560
ROTOFLUID DISQUAIRE				970
B & O				
BEOGRAM 1000/1001	330	380	430	
BEOGRAM 1200	480	550		
BEOGRAM 1202/1203		600	750	800
BEOGRAM 1500	640	780		
BEOGRAM 3000		900	1 050	1 150
BEOGRAM 4000		1 850	2 150	2 350
BEOGRAM 1100				880
BRAUN				
PS 500	780			
PS 1000	1 070			
PS 338				1 270
PS 350				1 070
PS 450				1 200
C E C				
BD 2000		370	450	550
BD 6000		600	670	740
BA 600				770
BD 1000				410
CONNOISSEUR				
BD 3			530	660
BD 2	230	290	360	400
CONTINENTAL EDISON				
10 1447				360
10 1450				830
DENON				
P 3700			2 700	2 960
DP 3000				1 470
DP 1700				1 840
DP 1000				2 310
DUAL (COMPLETE)				
CS 12	180	210	270	
CS 16	290	340	400	
CS 18			450	500
CS 32	490	550		
CS 34		630	700	820
CS 24			590	680

	1974	1975	1976	1977
CS 40	720	800	890	950
CS 70	970	1 080	1 110	1 360
CS 601				560
CS 14		310	350	390
CS 721				1 490
CS 510				650
GARRARD				
Z 100 SB	460	530	600	720
Z 100 C	720	800	890	1 050
86 SB	230	280	330	430
SL 65 B	240	290		
431 (S/ERAS)	260	350	490	540
HARMAN KARDON				
ST 7			2 350	2 510
ST 6				2 090
HITACHI				
PS 10	490	540	600	670
PS 12	530	630	700	780
PS 17			600	670
PS 38			790	880
PS 48			900	1 000
KENWOOD				
1022		400	440	490
2022 A		520	580	600
3022		700	780	860
5022 A		890	1 130	1 390
2033			720	810
3033			840	940
5033				1 470
LENCO				
B 55	240	260	290	330
L 75	320	370	420	500
L 78		430	510	640
L 85		530	720	890
L 65				460
L 82				740
L 90				1 130
L 84				930
L 80				520
MARANTZ				
6300				1 270
6320				1 160
MICRO				
SOLID 1				450
MR 122				460
DD 1				720
DD 5				1 150
TAKE 5				900
MONARCH				
T 700				430
T 700 A				570
NIVICO				
VL 5	900	1 000	1 130	1 260
M 5240		660	730	810
M 473		640	710	790
ONKYO				
CP 60			800	910
CP 55			580	630
CP 80			1 570	1 740
CP 30				540
CP 700 M				1 060
PHILIPS				
GA 207	270	300	350	
GA 407	330	370	430	470
GA 408	390	440	500	560
GA 212	340	410	490	580
GA 209				1 130
GA 418				560
GA 224				230
GA 161				350
GA 427				460
GA 406				640
GA 222				930
PIONEER				
PL 12 D	300	340	390	
PL 15 D	450	550	550	
PL 10	330	380	430	
PL 51		1 050	1 250	
PL 71		1 600	1 800	

	1974	1975	1976	1977
PL 112 D			410	490
PL 115 D			600	680
PL 117 D			690	770
PL 510 D			810	950
RADIOLA				
RA 406		460	510	590
RA 8540				730
RA 222			650	730
RA 209				950
SANSUI				
SR 1050 K	310	360	420	
SR 1050 C	320	390	490	
SR 2050 C	880	980		
SR 4050 C	1 017	1 130		
SR 212				510
SR 525				1 210
SR 929				2 900
FR 1080				840
FR 5080				1 880
SR 222				530
SANYO				
TP 725			860	960
TP 1000				1 900
TP 1200				1 380
TP 625				680
TP 92 S				630
TP 800				1 040
SHARP				
TP 725				1 890
RP 1500				550
RP 3500				1 580
SCOTT				
PS 91	630	707		
PS 16			460	520
PS 36			610	680
PS 76			760	880
SONAB				
55 S		520	560	
67 S				870
SONY				
PS 8750		2 910	3 240	3 600
PS 5050	800	890	990	1 100
PS 4750		1 220	1 360	1 510
PS 1350				580
PS 2350				540
PS 3750				1 440
PS 6750				1 380
PS 4300				1 520
TECHNICS				
SL 23			480	540
SL 2000				690
SL 1500	660	760	860	
SL 1510			890	990
SL 1300	700	630	960	
SL 1350			1 420	1 640
SL 1100	1 110	1 250	1 400	1 570
SL 1700				890
THORENS				
TD 150/II	360	419		
TD 125 MK II	960	1 063	1 180	
TD 165		440	500	610
TD 160		530	640	700
TD 166			460	590
TD 145			730	940
TD 126			1 400	1 690
TOSHIBA				
SR 300	450	540	600	670
SR 330				570
SR 355				1 410
SR 80	730	820	910	1 010
SR 510				2 160
SR 870			1 030	1 150
YAMAHA				
YS 50 P			510	570
YP 450			520	580
YP 400			750	860
YP 701			910	1 010
YP 800			1 530	1 700

MAGNÉTOPHONES	1974	1975	1976	1977
AIWA				
AD 6500			1 700	1 860
AD 1200			980	1 020
AD 1300			1 100	1 320
AD 1500			1 400	1 620
AD 1600			1 510	1 740
AD 1800			1 740	1 960
AKAI				
4000 DS	540	620		
4000 DS MK II		780	840	920
4000 DB			1 000	1 240
1721 L	540			
1722 L			1 050	1 170
1721 L	1 170	1 300		
1730 SS	1 420	1 590	1 770	
1730 DSS	1 270	1 410	1 560	
X 201 D	1 000	1 100	1 200	1 300
GX 1900 D	1 320			
GX 260 D	1 720	1 920	2 300	
GX 285	2 300	2 500		
CS 33 D	640	720	800	
CS 35 D	530	590	670	
GXC 36 D	630	700	770	
GXC 40 D	660	740	790	
GXC 38 D	910	1 020	1 130	
GXC 510 D		1 220	1 350	1 500
GXC 46 D	1 030	1 150	1 260	
GXC 40 T	1 000	1 120	1 230	
GXC 75 D		1 350	1 500	1 670
GXR 82 D	880	980	1 090	
GXR 82	1 070	1 190	1 330	
CR 81 T	1 120	1 250	1 390	
GX 210 D			1 544	1 750
GX 230 D			1 870	2 080
GX 270 D			2 050	2 280
GX 600 D		1 800	2 010	
GX 600 D PRO		2 100	2 340	
GX 600 DB		2 430	2 700	
GX 630 D		1 980	2 200	2 340
GX 630 DB		2 390	2 550	2 740
GX 630 D PRO		1 980	2 200	2 340
GX 400 D	3 490	3 870	4 310	
GX 400 D PRO	3 690	4 130	4 560	
GX 400 DSS	4 970	5 520	6 140	
GX 260 DSS				3 460
GX 630 DSS				3 650
CS 34 D		650	730	810
GXC 39 D			980	1 090
GXC 310 D			1 200	1 330
GXC 325 D			1 540	1 720
GXC 510 D			1 350	1 500
GXC 710 D			1 240	1 380
GXC 740 D			1 680	1 870
GXC 760 D			2 050	2 280
GXC 570 D			2 160	2 400
GXC 75 D			1 500	1 670
GXC 39 D			800	930
GXC 310			1 310	1 460
GX 63 D				770
GX 236			2 070	2 310
GX 650 D				3 840
B & O				
BEOCORD 2200				1 830
BASF				
8100			920	1 030
8200			1 440	1 600
BRAUN				
TG 1000	3 020	3 350		
TGD 300	1 330	1 470		
TGC 450			1 100	1 450
DUAL				
CTG 28	380			
CTG 29	560	710		
C 901			1 590	1 770
C 919			1 400	1 590
GRUNDIG				
TK 246	540	610	740	
TK 248	680	1 050	1 180	
TK 600	1 000	1 360	1 640	
TK 244		890	1 000	1 183
TK 745			1 110	1 283
TS 600	1 060	1 380	1 480	
TK 547				550
TK 847				1 780
TK 850 FM				1 900
CN 730				910
CN 700				800
HARMAN KARDON				
CAD 5	880			
2000		1 490	1 660	1 840
HITACHI				
D 600			1 110	1 230
D 2150			810	900
D 2330			730	810
D 2360			970	1 070
D 3500			1 850	2 060
KENWOOD				
KA 7010 A	490			
KX 620			560	1 080
KX 710			1 170	1 220
KX 510			1 400	1 570
MARANTZ				
5120				1 580
5420				2 400
NAKAMICHI				
DE 250				1 130
DE 350				1 700
DT 500				1 730
DT 1000			5 780	6 310
DT 700			3 230	3 550
DT 600			2 010	2 230
DT 550				2 230
MINICO				
CO 1669	2 230	2 470	2 750	3 060
CO 1667	1 040	1 160	1 290	1 440
CO 1666	770	860	950	1 060
CO 1520			1 290	1 440
CO 1550			1 350	1 500
CO 1573			1 590	1 770
CO 1635			1 360	1 510
CO 1655			910	1 020
CO 1740			780	870
PHILIPS				
N 4414	900	1 130		
N 4416	1 040	1 160		
N 4418	1 580	1 750		
N 4510	1 630	1 820		
N 4450	2 880	3 200	3 560	3 960
N 2506		730	810	1 020
N 2510		1 020	1 130	1 260
N 4511				2 320
N 4415			1 160	1 290
N 4417			1 700	1 890
N 4419			2 390	2 660
N 4504			1 250	1 390
N 2515			810	900
N 2520			1 080	1 200
N 2408			1 360	1 510
PIONEER				
CTF 2121			890	990
CTF 3131			960	1 070
CTF 4141			920	1 030
CTF 6161			1 150	1 280
CTF 7171			1 210	1 480
CTF 9191			2 170	2 420
RT 1011			2 450	2 700
RADIOLA				
RA 2408			1 240	1 370
RA 2515			850	940
RA 2507			550	610
RA 2520			1 230	1 360
RA 4415			1 130	1 260
RA 4417			1 570	1 750
RA 4419			2 010	2 240
RA 5504			1 190	1 330
RA 4511			1 630	1 820
RA 4420				1 720
RA 4422				2 570
REVOX				
A 77 MK III 1102/04	2 290	2 55[illegible]		
1122/24	2 540	[illegible] 800		
1302/04	2 22[illegible]	[illegible] 470		
1322/24	[illegible]	2 720		
1222/24	2 670	2 970		
A 77 MK III NOUV. MODÈLE				
1102/04			2 600	2 900
1122/24			3 000	3 240
1302/04			2 590	2 790
1322/24			2 750	3 080
1222/24			3 040	3 400
1132/34			3 460	3 870
A 700			5 700	6 380
SABA				
TG 564	700	900	1 120	
TG 664	940	1 030	1 290	
TG 674		1 150	1 290	
TG 454		440	580	
CR 832			1 070	1 150
CR 833			720	810
CR 835			980	1 090
CR 836			1 000	1 120
SANSUI				
SC 737			1 400	1 560
SC 2000			1 420	1 560
SC 2002			1 420	1 560
SC 3000			1 730	1 920
SC 3002			1 730	1 900
SHARP				
RD 712	550	605		
RD 423	460	515		
SONAB				
C 500		1 370	1 520	1 690
SONY				
TC 756	2 000	2 260	2 510	
TC 280	790	990	1 100	
TC 730	1 550	1 980	2 200	
TC 630	2 280	2 530	2 810	
TC 755	2 380	2 640	2 940	
TC 377	1 100	1 370	1 520	
TC 640	1 650	1 840	2 040	2 550
TC 127	610	690	860	960
TC 129	660	740	820	910
TC 131	900	1 005	1 170	1 240
TC 165				1 590
TC 161				2 070
TC 142				840
TC 182				1 450
TC 378				1 490
TC 458				1 970
TC 645				2 080
TC 756/2				3 780
TC 850/2				5 190
TC 880/2				8 640
TC 510/2				3 490
TC 570				1 540
TC 277-4				1 330
TC 366-4				2 040
TC 788-4				5 190
TC 177 SD				2 980
TC 137 SD				1 540
TC 136 SD				1 120
TC 135 SD				940
TC 186 SD				960
TC 204				1 420
TC 206				1 590
TC 209				2 170
TANDBERG				
3000 X	1 050	1 150		
TCD 300	1 250	1 390		
9000 X	1 910	2 120	2 300	
3321/41			1 530	1 730
3621/41			1 980	2 230
9121/41			2 820	3 040
3421/41			2 000	2 220
TCD 310			1 560	1 750
9241				3 080
TCD 330				3 230
10 XD				4 450
3500 X				1 920
TEAC				
A 1230-214 T	1 750	1 960		
A 1250	2 240	2 270		
A 4010 SL	2 440	2 710	3 020	
A 4070	3 180	3 540		
A 7010 GSL	4 770	5 300	5 830	6 900
A 7030	3 180	3 540	3 930	4 710
A 7030 SL	4 340	4 810	5 350	
A 3300-10/11	2 550	2 840	3 050	3 230
A 3340	4 540	5 040	5 500	5 930
A 350	1 340	1 490	1 760	
A 360	1 720	1 910	2 160	2 350
A 160	840	990	5 060	1 210
A 6300			4 150	4 620
A 170				1 110
A 400				1 330
A 450	1 560	1 730	1 920	2 140
A 460				2 370
A 2340				3 710
A 7300				4 500
A 650				2 700
TECHNICS				
RS 256 US	510	720		
RS 275 US	1 450	1 610		
RS 610			900	1 000
RS 676			2 060	2 430
RS 263		700	780	870
RS 630				900
RS 671				1 360
RS 675				1 690
UHER				
724	1 620	1 290	1 440	
263 S	1 340	1 490	1 650	
ROYAL DE LUXE	1 830	2 040	2 160	
4000 IC		1 330	1 490	1 660
4200/4400		1 640	1 820	2 030
CG 360			2 010	2 140
CR 210		1 410	1 560	1 640
CG 320				1 760
SG 510				1 160
SG 520				1 560
SG 560				2 500
5000 U	1 170	1 300	1 440	1 610
LG 630				3 400
YAMAHA				
TC 800 GL				1 600

CHAÎNES COMPACTES	1974	1975	1976	1977
GRUNDIG				
STUDIO 1600	990	1 000	1 140	
STUDIO 1620				1 410
STUDIO 2000	1 050	1 200	1 490	1 640
STUDIO 2040	1 640	1 820	2 020	2 330
STUDIO 1520				960
STUDIO 2240				2 890
STUDIO 3010				1 890
STUDIO 2220				2 620
NATIONAL				
SG 1010 L		1 070	1 190	1 450
SG 1050 L		1 100	1 240	1 600
SG 1020				1 370
SG 1070 L				2 060
SG 2070				2 580
SG 2080				2 790
SG 1080				2 440
SG 1090				3 060
PHILIPS				
RH 802	1 010	1 130	1 250	
RH 829	1 980	2 200	2 510	
RH 852		1 320	1 460	1 630
RH 937		2 150	2 340	2 600
RH 814			680	750
RH 837	1 310	1 510	1 580	1 870
SONY				
HMP 30			1 100	1 200
HMK 73				3 250
HMP 70			1 820	2 140
HMP 50			1 370	1 520


Eumig
»High Concert Fidelity«
La technologie de l'ordinateur au service...
...de la musique
eumig METROPOLITAN® CC
High Concert Fidelity® Centre
Une nouvelle orientation dans la technique des cassettes Hi-Fi
eumig